

**FARUK JOSÉ NOME SILVA**

**ESTUDO DE UM CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM  
CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO**

Dissertação apresentada como requisito  
parcial à obtenção do grau de Mestre.  
Curso de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica, Departamento de Engenharia  
Elétrica, Universidade Federal de Santa  
Catarina.

Orientador: Prof. Ivo Barbi

**FLORIANÓPOLIS**

1998

# ESTUDO DE UM CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO

**Faruk José Nome Silva**

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

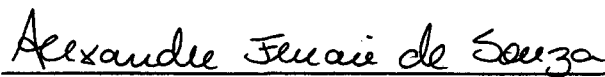


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador

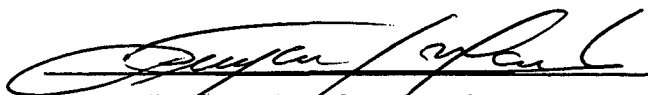


Prof. Ildemar Cassana Decker, D. Sc.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr. Eng.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr. Eng.



**À memória de minha mãe Mirtha, que ensinou-me, acima de tudo, a acreditar  
em mim.**

**À Maria Cristina, pela felicidade que traz a minha vida.**

**Ao meu pai Faruk, minha “boa-drasta” Haidi, aos meus amigos e irmãos Carlos, René e Marcelo, por seu apoio incondicional e irrestrito.**

## **AGRADECIMENTOS**

“A ciência não começa ou termina com um homem só.”

Haidi Dálida Lentz Fiedler

- Ao governo brasileiro, através do órgão CAPES, por seu apoio financeiro.
- A minha família, por seu suporte incondicional.
- A minha noiva, Maria Cristina, por seu amor.
- Aos colegas do INEP: estudantes de mestrado, doutorado, engenheiros RHAE, alunos de iniciação científica, funcionários, por tornar este um ambiente de trabalho inspirador, humano e alegre.
- Ao corpo de professores do INEP, pela formação recebida.
- Ao professor Ivo Barbi, idealizador deste trabalho, por sua paciente orientação, seu constante e incondicional apoio e por seu cavalheirismo exemplar.
- Aos professores Alexandre Ferrari e Arnaldo José Perin, por seu envolvimento e contribuições a este trabalho.
- Ao colega e amigo Alessandro Gomes, por sua providencial ajuda em um momento difícil.
- Aos colegas e amigos: Domingo Ruiz, Grover Torrico, René Torrico, por seus questionamentos e importantes contribuições a este trabalho.
- Àqueles que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

## SUMÁRIO

<b>RESUMO .....</b>	<b>xvii</b>	
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>xviii</b>	
<b>INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>1</b>	
<b>CAPÍTULO 1- ESTUDO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM ACOPLAMENTO PERFEITO .....</b>	<b>4</b>	
<b>1.1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>4</b>	
<b>1.2 DESCRIÇÃO DA OPERAÇÃO, NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA .....</b>	<b>5</b>	<b>✗</b>
1.2.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	6	<b>✗</b>
1.2.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	8	<b>✗</b>
<b>1.3 DESCRIÇÃO DA OPERAÇÃO, PARA O MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA .....</b>	<b>10</b>	
1.3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	11	
1.3.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	13	
<b>1.4 CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA.....</b>	<b>16</b>	
1.4.1 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (M.C.C.) .....	16	<b>✗</b>
1.4.2 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (M.C.D.).....	17	
<b>1.5 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA.....</b>	<b>20</b>	
<b>1.6 ESFORÇOS DE CORRENTE SOBRE OS PRINCIPAIS ELEMENTOS DO CIRCUITO ...</b>	<b>22</b>	
1.6.1 DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES MÁXIMA E MÍNIMA NO INDUTOR DE ENTRADA .....	23	<b>✗</b>
1.6.2 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (M.C.C.) .....	25	<b>✗</b>
1.6.2.1 Cálculo das correntes média e eficaz no indutor de entrada .....	25	<b>✗</b>
1.6.2.2 Cálculo das correntes média e eficaz nos interruptores .....	26	<b>✗</b>
1.6.2.3 Cálculo das correntes média e eficaz nos diodos de saída .....	28	<b>✗</b>
1.6.2.4 Cálculo das correntes média e eficaz nas indutâncias primárias do transformador.....	29	<b>✗</b>
1.6.3 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (M.C.D.) .....	30	
1.6.3.1 Cálculo das correntes média e eficaz no indutor de entrada .....	30	
1.6.3.2 Cálculo das correntes média e eficaz nos interruptores .....	31	

1.6.3.3	<i>Cálculo das correntes média e eficaz nos diodos de saída</i>	32
1.6.3.4	<i>Cálculo das correntes média e eficaz nas indutâncias primárias do transformador</i>	33
<b>1.7</b>	<b>ÁBACOS</b>	<b>33</b>
1.7.1	CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR DE ENTRADA	34
1.7.2	CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR DE ENTRADA	34
1.7.3	CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES	35
1.7.4	CORRENTE EFICAZ NOS DIODOS DE SAÍDA	36
<b>1.8</b>	<b>MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA</b>	<b>37</b>
1.8.1	INDUTÂNCIA CRÍTICA	40
<b>1.9</b>	<b>DIMENSIONAMENTO DOS FILTROS DE CORRENTE NA ENTRADA E DE TENSÃO NA SAÍDA</b>	<b>41</b>
1.9.1	ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR DE ENTRADA	41
1.9.2	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA	43
1.9.3	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA	43
<b>1.10</b>	<b>METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO PARA O MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA</b>	<b>44</b>
1.10.1	DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NOMINAIS DE PROJETO	44
1.10.2	DEFINIÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO	45
1.10.3	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA	46
1.10.4	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA	47
1.10.5	CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA DOS INTERRUPTORES	47
<b>1.11</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA</b>	<b>48</b>
1.11.1	ARQUIVO DE SIMULAÇÃO	48
1.11.2	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA	49
1.11.3	TABELA COMPARATIVA	53
<b>1.12</b>	<b>METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO PARA O MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA</b>	<b>56</b>
1.12.1	DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NOMINAIS DE PROJETO	56
1.12.2	DEFINIÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO	56
1.12.3	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA	57
1.12.4	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA	58

1.12.5	CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA DOS INTERRUPTORES.....	59
1.13	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO, PARA O MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.....</b>	<b>59</b>
1.13.1	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	60
1.13.2	TABELA COMPARATIVA .....	64
1.14	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>65</b>
	<b>CAPÍTULO 2 ESTUDO DOS CONVERSORES PUSH-PULL ALIMENTADOS EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO PASSIVO E COM GRAMPEAMENTO PASSIVO PARCIALMENTE REGENERATIVO.....</b>	<b>68</b>
2.1	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>68</b>
2.2	<b>DESCRIÇÃO DA OPERAÇÃO .....</b>	<b>70</b>
2.3	<b>ESTUDO TEÓRICO .....</b>	<b>75</b>
2.3.1	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA E CARACTERÍSTICA DE GRAMPEAMENTO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO PASSIVO, NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA.....	75
2.3.2	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA E CARACTERÍSTICA DE GRAMPEAMENTO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO PASSIVO PARCIALMENTE REGENERATIVO, NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA.....	81
2.4	<b>ESFORÇOS DE CORRENTE SOBRE OS PRINCIPAIS ELEMENTOS DO CONVERSOR.....</b>	<b>83</b>
2.5	<b>METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO PARA O MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA .....</b>	<b>86</b>
2.5.1	DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NOMINAIS DE PROJETO .....	86
2.5.2	DEFINIÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO .....	87
2.5.3	CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DE GRAMPEAMENTO DO CONVERSOR .....	88
2.5.3.1	<i>Grampeamento passivo. ....</i>	88
2.5.3.2	<i>Grampeamento passivo regenerativo. ....</i>	91
2.5.4	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA.....	94
2.5.5	CÁLCULO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA.....	95

2.5.6	CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA DOS INTERRUPTORES.....	95
2.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	96
2.6.1	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	97
2.7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	102
2.7.1	CIRCUITO IMPLEMENTADO.....	102
2.7.1.1	<i>Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.</i> .....	102
2.7.1.2	<i>Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.</i> .....	103
2.7.2	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	104
2.7.3	CARACTERÍSTICAS EXPERIMENTAIS .....	106
2.7.3.1	<i>Característica de saída.</i> .....	107
2.7.3.2	<i>Característica de grampeamento.</i> .....	109
2.7.3.3	<i>Curvas de rendimento.</i> .....	109
2.8	CONCLUSÕES.....	112
 <b>CAPÍTULO 3 - CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO.....</b>		
<b>114</b>		
3.1	INTRODUÇÃO.....	114
3.2	DESCRIÇÃO DA OPERAÇÃO .....	115
3.3	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO .....	121
3.4	TENSÃO DE GRAMPEAMENTO .....	124
3.5	ESTUDO DA COMUTAÇÃO .....	126
3.6	ESFORÇOS DE CORRENTE.....	128
3.6.1	CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ SOBRE OS INTERRUPTORES PRINCIPAIS .....	128
3.6.2	CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ NO INTERRUPTORES AUXILIARES.....	129



3.6.3	CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ NOS DIODOS ANTI-PARALELOS DOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS .....	129
3.6.4	CÁLCULO DA CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO.....	130
3.6.5	CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ NOS INDUTORES AUXILIARES DE COMUTAÇÃO .....	131
3.6.6	CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ NOS DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA.....	131
<b>3.7</b>	<b>ÁBACOS.....</b>	<b>131</b>
3.7.1	CORRENTE MÉDIA NOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS .....	131
3.7.2	CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS .....	132
3.7.3	CORRENTE MÉDIA NOS INTERRUPTORES AUXILIARES .....	132
3.7.4	CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES AUXILIARES .....	133
3.7.5	CORRENTE MÉDIA NOS DIODOS ANTI-PARALELOS AOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS .....	133
3.7.6	CORRENTE EFICAZ NOS DIODOS ANTI-PARALELOS AOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS.....	133
3.7.7	CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR DE ENTRADA .....	137
<b>3.8</b>	<b>METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO .....</b>	<b>137</b>
3.8.1	DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NOMINAIS DE PROJETO .....	138
3.8.2	CÁLCULO DOS CAPACITORES DE COMUTAÇÃO E DAS INDUTÂNCIAS AUXILIARES DE COMUTAÇÃO .....	138
3.8.3	DEFINIÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO .....	139
3.8.4	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA.....	140
3.8.5	DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA	141
3.8.6	DEFINIÇÃO DA LARGURA DE PULSO DO COMANDO.....	141
3.8.7	CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA DOS INTERRUPTORES.....	141
<b>3.9</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....</b>	<b>142</b>
3.9.1	ARQUIVO DE SIMULAÇÃO .....	142
3.9.2	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	144
3.9.3	TABELA COMPARATIVA .....	148
<b>3.10</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>149</b>
3.10.1	CIRCUITO DE COMANDO .....	151

3.10.2	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	155
3.10.3	CARACTERÍSTICAS EXPERIMENTAIS .....	163
3.10.3.1	<i>Característica de saída.</i> .....	163
3.10.3.2	<i>Característica de grampeamento.</i> .....	163
3.10.3.3	<i>Curva de rendimento.</i> .....	163
3.11	<b>COMPARAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES PUSH-PULL ALIMENTADOS EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO PASSIVO, PASSIVO PARCIALMENTE REGENERATIVO E ATIVO .....</b>	<b>164</b>
3.11.1	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA.....	164
3.11.2	CARACTERÍSTICA DE GRAMPEAMENTO .....	164
3.11.3	RENDIMENTO.....	167
3.12	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>169</b>
	<b>CONCLUSÕES GERAIS .....</b>	<b>170</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>171</b>
	<b>BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>171</b>

## SIMBOLOGIA

### 1. Símbolos adotados nos equacionamentos.

Símbolo	Significado	Unidade
$\Delta I_s$	Ondulação da corrente de entrada (ripple)	A
$\Delta V_0$	Ondulação da tensão de saída	V
$\pi$	3,141592654	
$\eta$	Rendimento	
$A_e$	Área da seção transversal da perna central do núcleo	cm <sup>2</sup>
$A_w$	Área da janela do núcleo	cm <sup>2</sup>
$B_{Máx}$	Densidade máxima de fluxo magnético no núcleo	Tesla
$J_{Máx}$	Densidade máxima de corrente	A/cm <sup>2</sup>
$K_w$	Fator de espaçamento do enrolamento	
$l_t$	Comprimento médio de uma espira	cm
$l_g$	Entreferro	cm
$n$	Número de espiras	
$n_p$	Número de espiras do primário	
$n_s$	Número de espiras do secundário	
$a$	Razão entre o número de espiras do primário e secundário	
$P_{núcleo}$	Perdas de potência no núcleo	W
$P_{cu}$	Perdas de potência no cobre	W
$d$	Razão cíclica do conversor ( duty cycle)	
$D$	Razão cíclica das chaves	
$f$	Frequência de chaveamento	Hz
$T$	Período de chaveamento	1/s
$q$	Ganho estático de tensão	
$S_1, S_2$	Interruptores principais	
$D_{O1}, D_{O2}$	Diodos retificadores de saída	
$L$	Indutor de entrada	
$E$	Fonte de tensão na entrada	
$C_o$	Capacitor de filtragem da tensão na saída	
$R$	Resistor de carga	
$L_{1p}, L_{2p}$	Indutâncias primárias do transformador	H
$L_{1s}, L_{2s}$	Indutâncias secundárias do transformador	H
$C_G$	Capacitor de grampeamento	
$D_G$	Diodo de grampeamento	
$R_G$	Resistor de grampeamento	
$\Delta t_a$	Intervalo de tempo de acumulação de energia no indutor de entrada	

$\Delta t_d$	Intervalo de tempo de descarga do indutor de entrada	s
A.E.	Etapa de acumulação de energia do Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito	s
T.P.	Etapa de Transferência de Potência do Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito	
$E_o$	Tensão de Saída	V
$\overline{E_o}$	Tensão de Saída Referida ao Primário	V
E.E.	Estado Estacionário (somente para condução descontínua)	
$\Delta t_e$	Intervalo de Tempo em Estado Estacionário	s
$R_{\text{térmica}}$	Resistência térmica	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{da}$	Resistência térmica entre dissipador e ambiente	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{jc}$	Resistência térmica entre junção e cápsula	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{cd}$	Resistência térmica entre cápsula e dissipador	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta JC}$	Resistência térmica entre junção e cápsula	$^{\circ}\text{C/W}$
$T_a$	Temperatura ambiente	$^{\circ}\text{C}$
$T_c$	Temperatura da cápsula	$^{\circ}\text{C}$
$T_d$	Temperatura do dissipador	$^{\circ}\text{C}$
$T_j$	Temperatura na junção	$^{\circ}\text{C}$
$S_{cu}$	Área do cobre	$\text{cm}^2$
$T$	Tempo	s
$V_F$	Queda de tensão em condução (diodos)	V
$V_g$	Tensão de comando ou gatilho	V

## 2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos.

Símbolo	Significado
<b>C</b>	Capacitor
<b>D</b>	Diodo
<b>L</b>	Indutor
<b>Lp</b>	Indutância do Primário do Transformador Push-Pull
<b>Ls</b>	Indutância do Secundário do Transformador Push-Pull
<b>S</b>	Interruptor de Potência
<b>R</b>	Resistor
<b>E</b>	Fonte de tensão constante

## 2. Subíndices usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos.

Símbolo	Significado
a	Auxiliar
p	Principal

## 3. Acrônimos e abreviaturas.

	Significado
CA	Corrente alternada
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CI	Circuito integrado
CC	Corrente contínua
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZVS	<i>Comutação Sob Tensão Nula (Zero Voltage Switching)</i>
MCC	<i>Modo de Condução Contínua (Continuous Conduction Mode)</i>
MCD	<i>Modo de Condução Descontínua (Discontinuous Conduction Mode)</i>

## 4. Símbolos de unidades de grandezas físicas do SI (Sistema Internacional de Unidades)

Símbolo	Unidade
$\Omega$	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
m	Metro
s	Segundo
V	Volt
W	Watt

## **5. Subíndices utilizados.**

<b>Subíndice</b>	<b>Significado</b>
máx	Valor máximo da grandeza.
mín	Valor mínimo da grandeza.
md	Valor médio da grandeza.
ef	Valor eficaz da grandeza.

## RESUMO

O conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo é apresentado. O princípio de funcionamento, características de saída e de grampeamento, cálculo dos esforços de corrente sobre os principais elementos do circuito, são alguns dos tópicos abordados. O estudo inclui uma metodologia e um exemplo de projeto, (800W/40KHz), validado através de resultados de simulação, e resultados experimentais.

Com o objetivo de facilitar a compreensão do conversor e estabelecer a origem do problema, o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito é analisado. A análise aborda, para os modos de operação em condução contínua e descontínua, a determinação da característica de saída do conversor, metodologia e exemplos de projeto, formas de onda de simulação e determinação dos esforços de corrente sobre os principais elementos do circuito.

Como parâmetro de comparação, realizou-se o estudo dos conversores *Push-Pull* Alimentados em Corrente com Grampeamento Passivo e com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo. O estudo é realizado apenas para o modo de condução contínua, e inclui a determinação das características de saída e de grampeamento, metodologia e exemplo de projeto, formas de onda teóricas e de simulação. Ambos conversores foram implementados e foram levantadas suas características experimentais, para níveis de potência idênticos (800W/40KHz).

As características experimentais, traçadas para parâmetros nominais idênticos, permitem a comparação entre os conversores. Este trabalho auxilia a tarefa de definir as aplicações ótimas para cada estrutura, visto que a comparação envolve dados consistentes e reproduzíveis, a respeito de importantes parâmetros, tais como rendimento, características de saída e grampeamento.

## ABSTRACT

The ZVS Active Clamping Mode Current-Fed *Push-Pull* DC-DC Converter is presented in this work. The principle of operation, output and clamping characteristics and current stress determination in the circuit's components are some of the topics approached. The study includes a design procedure and example, operating at 800W - 40KHz, which is confirmed through simulation as well as experimental results.

In order to ease the comprehension of the structure and establish the origin of the problem, firstly the Ideal Current-Fed Push-Pull DC-DC converter is analyzed. The analysis approaches, for continuous and discontinuous conduction mode, the determination of the output characteristic, design procedures and examples, simulation results and current stress determination in the circuit's components.

As a comparison parameter, the Passive Clamping Current-Fed Push-Pull DC-DC converter, as well as the Partially Regenerative Passive Clamping Current-Fed Push-Pull DC-DC converter are also studied. The study analyses solely the continuous conduction mode, and includes the output and clamping characteristics, design procedure and example, operating at 800W – 40KHz. Experimental characteristics, such as output, clamping and efficiency curves, were raised for both converters.

The experimental characteristics, raised for identical design parameters, enable the comparison between the converters. This work also helps defining the optimal applications for each structure, since the comparison involves consistent and reproducible data, and involves important parameters such as efficiency, output and clamping characteristics.



## INTRODUÇÃO GERAL

Este trabalho é inspirado no esforço realizado por pesquisadores a nível nacional e internacional, visando atender a crescente demanda por maior eficiência, menor custo e menor volume, em conversores CC-CC.

O Conversor *Push-Pull* (Fig. 1.(a)) é incluído na categoria dos Conversores CC-CC Isolados, e destaca-se por requerer apenas uma fonte de tensão de entrada e um número reduzido de interruptores. É um conversor limitado a baixas potências devido a problemas de saturação e baixo aproveitamento do transformador. A elevada tensão sobre os interruptores é uma condição que limita o uso da estrutura.

O Conversor *Push-Pull Alimentado em Corrente* (Fig. 1.(b)) foi patenteado por Clarke em 1976 [1]. A razão cíclica dos interruptores pode variar entre 0 e 100%, e o conversor é apropriado para aplicações com múltiplas saídas e suporta uma larga faixa de tensões de entrada [1].

O conversor apresentado na Fig. 1.(c) opera com razão cíclica dos interruptores entre 50% e 100%. Esta estrutura é o objeto da proposta apresentada neste trabalho.

O principal problema desta estrutura reside na inexistência de um caminho para a circulação da energia acumulada nas indutâncias de dispersão do transformador, no instante da abertura de um interruptor. Não havendo caminho natural para esta energia, esta é dissipada sobre os interruptores, na forma de severas sobretensões.

A solução atualmente utilizada, ilustrada na Fig. 2, é conhecida como Grampeamento Passivo. A sobretensão nos interruptores é eliminada, entretanto a energia acumulada nas indutâncias de dispersão é dissipada sobre o resistor de grampeamento.

A Fig. 3 ilustra o conversor *Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo*, que funciona de forma idêntica ao conversor *Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo*, com a diferença de que parte da energia armazenada é devolvida à fonte de alimentação.

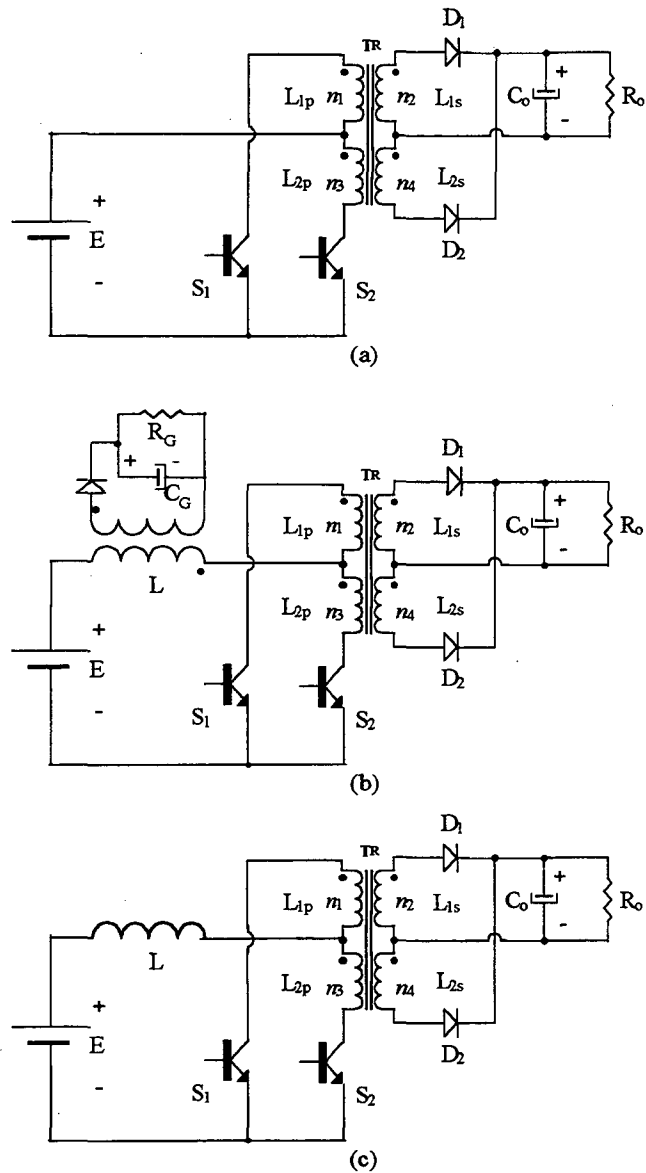


Figura 1 - (a) Conversor Push-Pull; (b) Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente Com Razão Cíclica dos Interruptores Entre 0 e 100%; (c) Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente Com Razão Cíclica dos Interruptores Entre 50 e 100%.

A solução proposta neste estudo é a introdução do Grampeamento Ativo para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente. A técnica de grampeamento ativo foi introduzida por Bruce Carsten [2] para um conversor *Forward* meia-ponte, e generalizada por Cláudio Duarte e Ivo Barbi [3], para os conversores CC-CC básicos. A topologia proposta é apresentada na Fig. 4. Adicionam-se à estrutura dois interruptores auxiliares ( $S_{a1}$  e  $S_{a2}$ ), além de um capacitor de grampeamento e um diodo anti-paralelo para cada interruptor, constituindo duas *células de comutação suave*. A energia acumulada nas indutâncias de dispersão *circula* através do capacitor de grampeamento, e é *transferida para a carga*. Uma vantagem adicional é a comutação suave, tanto na entrada em condução quanto no bloqueio dos interruptores.

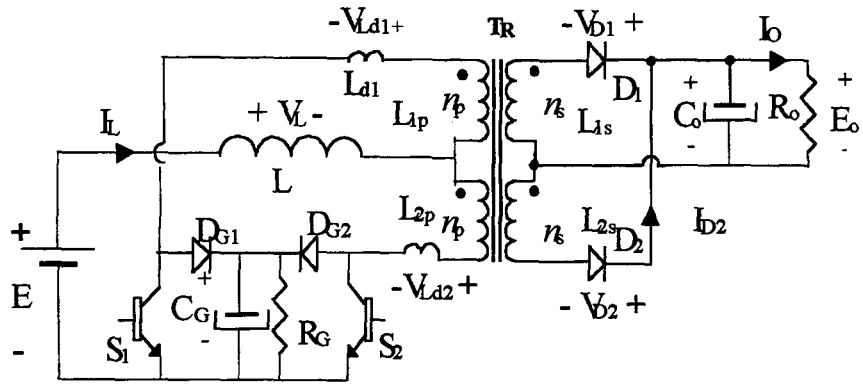


Figura 2 - Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.

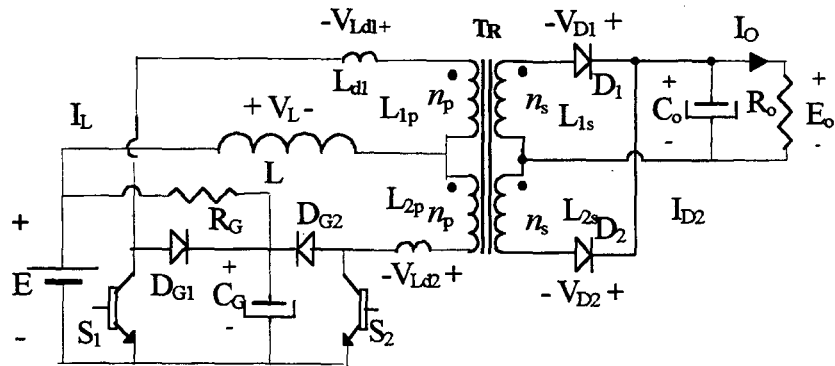


Figura 3 - Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

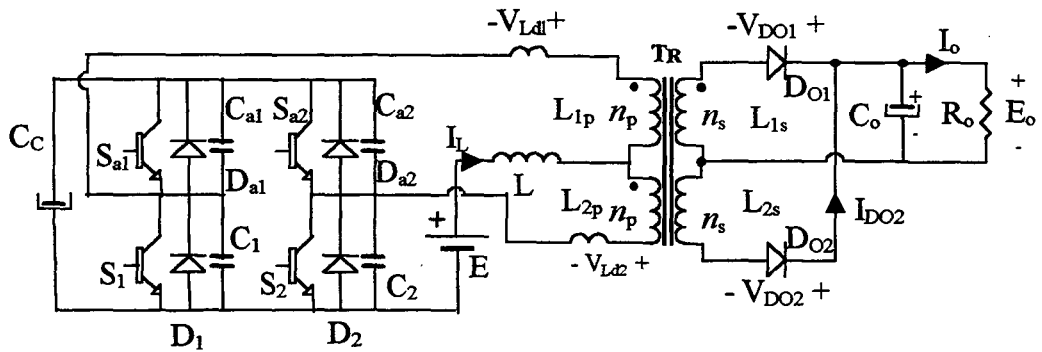


Figura 4 - Topologia Proposta, denominada Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo.

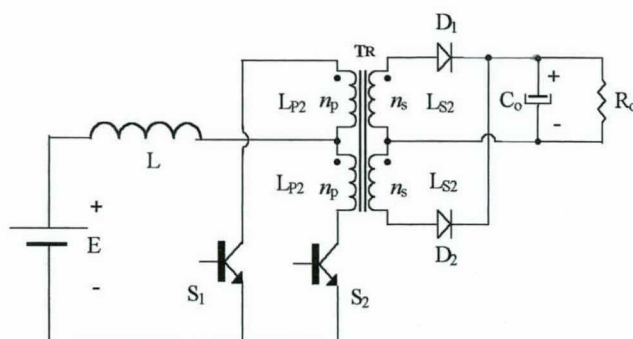
# CAPÍTULO 1

## ESTUDO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM ACOPLAMENTO PERFEITO

### 1.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, busca-se o domínio conceitual da operação *idealizada* do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente. A idealização consiste em assumir um transformador *Push-Pull* com acoplamento magnético perfeito, ou seja, sem *indutâncias de dispersão*. Este estudo fornece subsídios para a realização dos estudos apresentados nos capítulos subsequentes.

O conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito é ilustrado na Fig.1.1. Este conversor opera com frequência de chaveamento ( $f$ ) constante e razão cíclica dos interruptores  $d$  variável. A fonte de tensão constante ( $E$ ) e o indutor de entrada ( $L$ ) funcionam como fonte de corrente, justificando o uso do termo “alimentado em corrente” na denominação do conversor. O transformador *Push-Pull* possui dois enrolamentos primários idênticos ( $L_{P1}$  e  $L_{P2}$ ), dispostos em série, tanto em termos elétricos como magnéticos. A tensão sobre os enrolamentos secundários idênticos ( $L_{S1}$  e  $L_{S2}$ ) é retificada através dos diodos de saída ( $D_1$  e  $D_2$ ), e filtrada através do capacitor de filtragem de saída ( $C_O$ ). A tensão sobre o resistor de saída ( $R_O$ ) é constante. Observando a Fig.1.1, percebe-se o seguinte fato: supondo abertos simultaneamente os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , não há possibilidade de circulação de corrente à esquerda do transformador *Push-Pull*. Havendo energia acumulada no indutor de entrada, a abertura simultânea dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  provocaria a destruição destes interruptores.

Fig. 1.1 - Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito.

Este conversor pode operar nos modos de *condução contínua* e *descontínua* (esta terminologia é uma referência à corrente na fonte de tensão de entrada). O modo de operação é função da razão cíclica dos interruptores, da corrente de carga e dos parâmetros  $L$ ,  $C$ ,  $a$ ,  $E$  e  $f$ . A seguir será discutida a operação no modo de condução contínua.

## 1.2 DESCRIÇÃO DA OPERAÇÃO, NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

O comando dos interruptores e os correspondentes estados do conversor, para o modo de condução contínua, são apresentados na Fig.1.2. Como se observa na Fig.1.2, os interruptores operam com razão cíclica superior a 0,5. Define-se a **Razão Cíclica do Conversor ( $d$ )** como a proporção de um semi-período de chaveamento em que indutor de entrada acumula energia. A definição de  $d$  como razão cíclica do conversor permite descrever a operação do conversor através de equações simples. As equações obtidas através deste artifício assemelham-se às obtidas da análise do Conversor *Boost*, assim como as características de transferência e de saída.

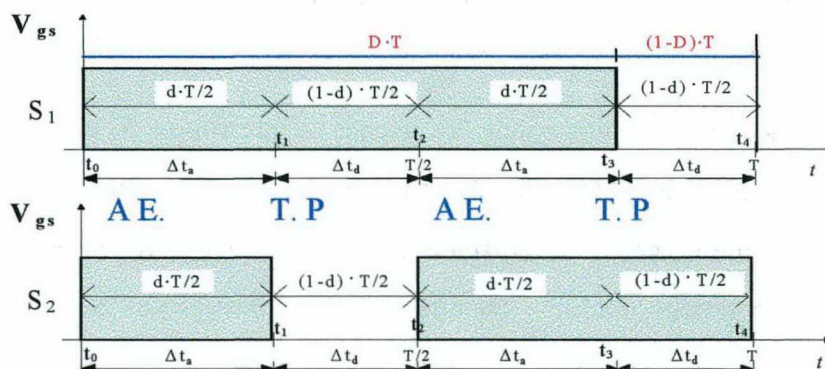


Fig. 1.2 - Comando dos interruptores e estados do conversor, no modo de condução contínua.

Conforme ilustrado na Fig.1.2, distinguem-se quatro etapas de operação. A primeira e terceira etapas possuem a mesma conotação (acumulação de energia) e duração. Nas etapas 2 e 4 ocorre a transferência de potência, respectivamente através de  $S_1, D_2$  e  $S_2, D_1$ . Para viabilizar a desmagnetização do indutor de entrada, é necessário que a tensão de saída referida ao primário seja superior a tensão de entrada. Observa-se que as etapas de acumulação de energia (A.E.) e transferência de potência (T.P.) são complementares em relação a um semi-ciclo de funcionamento.

### 1.2.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

A Fig.1.4 ilustra as etapas de operação do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente, no modo de condução contínua.

Os intervalos de tempo referenciados na descrição das etapas de operação são ilustrados na Fig.1.2. A Tabela 1.1 apresenta os estados dos interruptores e diodos, para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 1.1 - Estados dos interruptores e diodos durante cada etapa.

$X \rightarrow$	Conduzindo			
$- \rightarrow$	Não conduzindo			
Elementos em condução	$S_1$	$S_2$	$D_1$	$D_2$
1ª etapa	X	X	-	-
2ª etapa	X	-	-	X
3ª etapa	X	X	-	-
4ª etapa	-	X	X	-

A seguir a operação do conversor no modo de condução contínua é descrita etapa a etapa. Assume-se que o conversor esteja operando em regime permanente.

**1ª Etapa (Fig.1.4(a)):** *Acumulação de energia no indutor de entrada.*

*Intervalo:*  $t_0, t_1$

Assumem-se as seguintes condições iniciais: o interruptor  $S_2$  está conduzindo, e o valor da corrente no indutor é  $I_m$ . No instante  $t_0$ , o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e assume metade da corrente do indutor de entrada. A orientação dos enrolamentos do transformador é tal que com os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  fechados, os fluxos gerados pela corrente em cada enrolamento no transformador se contrapõem, e



consequentemente a tensão sobre os enrolamentos se anula. A Fig.1.3 apresenta o circuito equivalente para a primeira etapa. Durante esta etapa a corrente cresce linearmente no indutor de entrada, até o instante em que o interruptor  $S_2$  é comandado a abrir. Durante esta etapa não ocorre transferência de energia para a carga, que é suprida através do capacitor de saída. Ao final desta etapa, a corrente no indutor de entrada atinge o valor  $I_M$ .

**2ª Etapa (Fig.1.4(b)):** *Transferência de potência através de  $S_1$ .*

*Intervalo:  $t_1, t_2$*

No instante  $t_1$ , o interruptor  $S_2$  é comandado a abrir. Com a abertura de  $S_2$ , o diodo  $D_2$  passa a conduzir, impondo no indutor de entrada a tensão de carga referida ao primário, subtraída da tensão de entrada. A tensão de carga referida ao primário é necessariamente superior à tensão de entrada, para garantir o equilíbrio de energia no indutor. Durante esta etapa a energia é transferida à carga através do indutor de entrada, que descarrega-se linearmente. Neste instante a corrente no indutor de entrada atinge o valor inicial da primeira etapa:  $I_m$ .

**3ª Etapa (Fig.1.4(c)):** *Acumulação de energia no indutor de entrada.*

*Intervalo:  $t_2, t_3$*

No instante  $t_2$  o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir e o conversor assume configuração idêntica, incluindo a corrente inicial do indutor, à primeira etapa.

**4ª Etapa (Fig.1.4(d)):** *Transferência de potência através de  $S_1$ .*

*Intervalo:  $t_3, t_4$*

No instante  $t_3$ , o interruptor  $S_1$  é comandado a abrir, e o diodo  $D_1$  entra em condução. A tensão imposta no indutor de entrada é idêntica à da segunda etapa, porém a polaridade nos enrolamentos do transformador é oposta. A energia transferida e os níveis iniciais e finais de corrente no indutor são idênticos à segunda etapa.

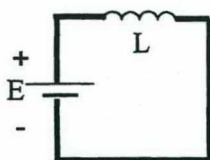


Fig. 1.3 - Circuito equivalente para a primeira etapa.

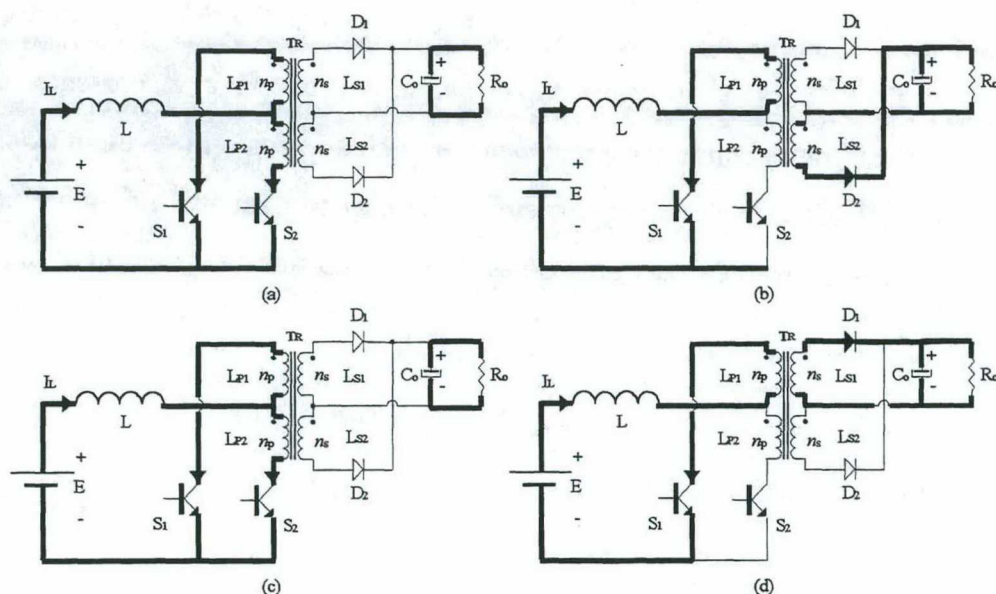


Fig. 1.4 - Etapas de operação para o modo de condução contínua.

### 1.2.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

Na Fig.1.5, são ilustradas as principais formas de onda para a operação ideal deste conversor, com as polaridades convencionadas na Fig.1.1.

A corrente no indutor de entrada, ilustrada na Fig.1.5(c), *possui valor médio independente da carga*, característica peculiar do conversor para o modo de condução contínua. Esta característica garante por sua vez a independência da tensão na saída em relação à carga. Garantindo-se uma ondulação de corrente da ordem de 10% da corrente média, pode-se aproximar a corrente eficaz à corrente média no indutor de entrada.

A Fig.1.5(e), que indica a tensão no primário do transformador, pode ser vista como um retrato do fluxo no transformador. O conversor *Push-Pull* convencional apresenta problemas de saturação no núcleo do transformador porque o fluxo é imposto através da tensão de entrada. Assim, *os desequilíbrios nos fluxos do transformador acumulam-se a cada ciclo*, pois o desequilíbrio nos tempos de condução nos interruptores (a probabilidade de dois semicondutores apresentarem tempos de resposta idênticos é ínfima) faz com que o valor médio da tensão imposta nos terminais do transformador cresça ao longo do tempo. Contrariamente ao conversor *Push-Pull* convencional, o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente não apresenta problemas relativos à saturação do núcleo. Isto deve-se ao fato de que o fluxo magnético no núcleo é imposto através da corrente no indutor, cujo valor médio é constante.



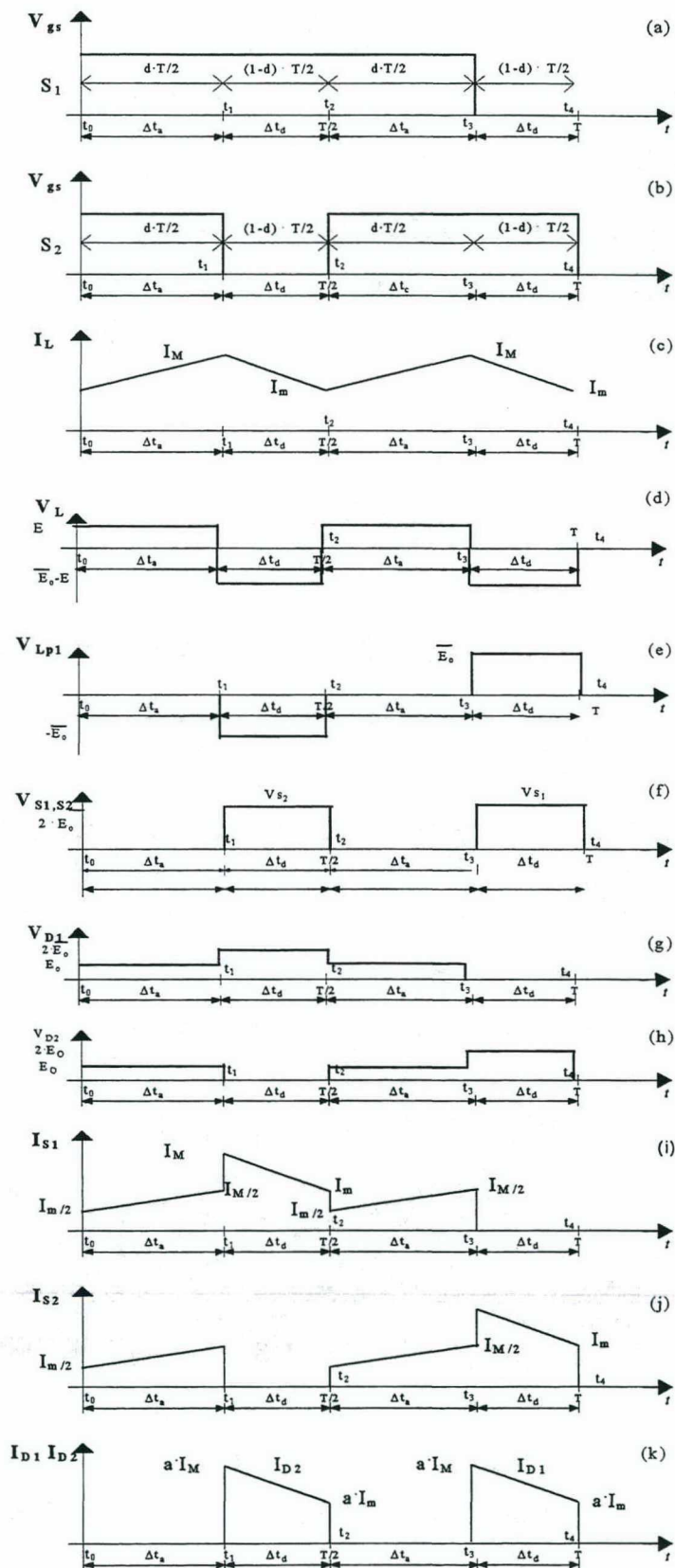


Fig. 1.5 - Formas de onda básicas para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito, no modo de condução contínua.

Percebe-se através da Fig.1.5(f), que a tensão máxima sobre os interruptores é elevada, com valor igual a duas vezes a tensão da carga referida ao primário.

As Figs. 1.5(g) e 1.5(h) ilustram a tensão sobre os diodos de saída. Os diodos devem suportar o dobro do valor da tensão de saída.

As correntes nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , apresentadas respectivamente nas Figs. 1.5(i) e 1.5(j), possuem valor médio equivalente à metade da corrente do indutor. As correntes médias nos diodos, apresentadas na Fig.1.5(k), representam a metade da corrente da carga.

A relação de transformação ( $a = n_p/n_s$ ) escolhida deve garantir que tensão de carga referida ao primário seja maior que a tensão de entrada.

Considerando a tensão de carga constante, é possível construir a Tabela 1.2, cuja função é facilitar a compreensão da operação do conversor em cada etapa.

*Tabela 1.2 - Tensões sobre os principais elementos do conversor, por etapa.*

<b>Etapas \ Tensões</b>	$V_{L1}$	$V_{S1}$	$V_{S2}$	$V_{D1}$	$V_{D2}$	$V_{LP1}$
1ª Etapa	$E$	0	0	$E_o$	$E_o$	0
2ª Etapa	$E - \bar{E}_o$	0	$2 \cdot \bar{E}_o$	$2E_o$	0	$-\bar{E}_o$
3ª Etapa	$E$	0	0	$E_o$	$E_o$	0
4ª Etapa	$E - \bar{E}_o$	$2 \cdot \bar{E}_o$	0	0	$2E_o$	$\bar{E}_o$

A seguir é apresentada a operação no modo de condução descontínua.

### 1.3 DESCRIÇÃO DA OPERAÇÃO, PARA O MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

O comando dos interruptores e os correspondentes estados do conversor, no modo de condução descontínua, são apresentados na Fig.1.6. Conforme ilustrado na Fig. 1.7, distinguem-se seis etapas de operação. A primeira e quarta etapas (Figs. 1.7(a) e 1.7(d)) possuem a mesma conotação (acumulação de energia) e duração.

Nas etapas 2 e 5 (Figs. 1.7(b) e 1.7(e)), ocorre a transferência de potência, respectivamente através de  $S_1$ ,  $D_2$  e  $S_2$ ,  $D_1$ . O término destas etapas é definido com a extinção da corrente no indutor de entrada. A duração destas etapas é idêntica, e inferior ao intervalo de tempo  $(1-d) \cdot T/2$ .

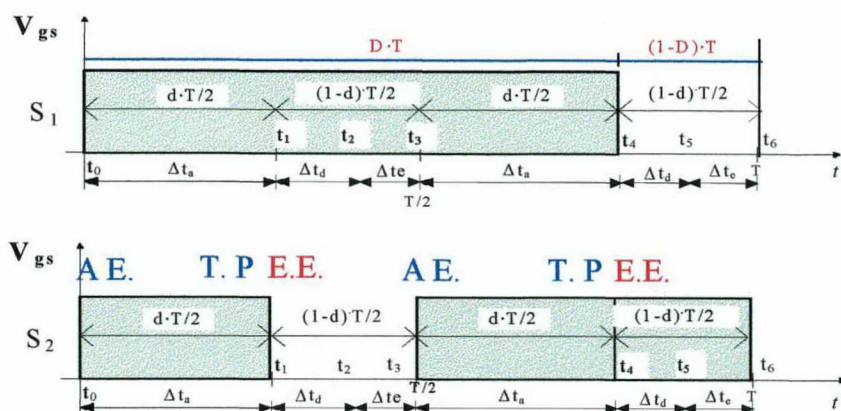


Fig. 1.6 - Comando dos interruptores e estados do conversor, no modo de condução descontínua.

O tempo restante, em cada semi-período pertence a terceira e sexta etapas, que correspondem ao *estado estacionário* do conversor (Figs. 1.7(c) e 1.7(f)), no qual os interruptores e o diodos não conduzem, e apenas o capacitor de filtragem fornece energia à carga. O estado estacionário deve ser de pequena duração, pois possui relação direta e proporcional aos esforços sobre os interruptores. Além disto o estado estacionário não possui interesse do ponto de vista de transmissão eficiente de energia.

Quando a corrente extingue-se exatamente na metade do período de chaveamento, o conversor é tido como funcionando no modo de *Condução Crítica*. O estudo do modo de condução crítica possui interesse particular no projeto do conversor, pois auxilia o projeto para um modo de condução específico. O modo de condução crítica é estudado no item 1.8.

### 1.3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

A seguir a operação do conversor no modo de condução descontínua é descrita etapa a etapa. Assume-se que o conversor esteja em regime permanente.

**1ª Etapa** - Fig.1.7(a) - *Acumulação de energia no indutor de entrada.*

*Intervalo:*  $t_0, t_1$

Assumem-se as seguintes condições iniciais: o interruptor  $S_2$  está comandado a conduzir, e a *corrente no indutor de entrada é nula*. No instante  $t_0$ , o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e o conversor comporta-se conforme a primeira etapa do modo de condução contínua. Terminada esta etapa, a corrente no indutor de entrada atinge o valor  $I_M$ .



**2ª Etapa - Fig.1.7(b) - Transferência de potência através de  $S_1$ .***Intervalo:  $t_1, t_2$* 

No instante  $t_1$ , o interruptor  $S_2$  é comandado a abrir e o conversor funciona conforme a segunda etapa do modo de condução contínua. Esta etapa termina quando a corrente no indutor se anula.

**3ª Etapa - Fig.1.7(c) - Estado estacionário.***Intervalo:  $t_2, t_3$* 

Os interruptores e diodos não conduzem, e apenas o capacitor de filtragem fornece energia à carga. Notar, nas Figs. 1.8(d), 1.8(e), 1.8(f), 1.8(g) e 1.8(h), a mudança ocorrida nas tensões dos elementos. Como o interruptor  $S_1$  permanece comandado a conduzir, esta impõe nos terminais da indutância primária  $L_{p1}$ , a tensão  $-E$ , e isto se reflete nos demais elementos (vide Tabela 1.4)

**4ª Etapa - Fig.1.7(d) - Acumulação de energia no indutor de entrada.***Intervalo:  $t_3, t_4$* 

No instante  $t_3$  o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir e o conversor assume configuração idêntica, incluindo a corrente inicial do indutor de entrada, à primeira etapa

**5ª Etapa - Fig.1.7(e) - Transferência de potência através de  $S_1$ .***Intervalo:  $t_4, t_5$* 

No instante  $t_3$ , o interruptor  $S_1$  é comandado a abrir, e o diodo  $D_1$  entra em condução. Considerando que a corrente inicial é nula, o conversor comporta-se conforme a quarta etapa descrita no modo de condução contínua.

**6ª Etapa - Fig.1.7(f) - Estado estacionário.***Intervalo:  $t_5, t_6$* 

Idêntica à terceira etapa. Porém a tensão sobre os enrolamentos do transformador passa a ser imposta através do interruptor  $S_2$ , e a polaridade é oposta (vide Tabela 1.4).

Os instantes de tempo utilizados a seguir são referidos à Fig.1.6. Os estados dos interruptores e dos diodos durante cada etapa são representados na Tabela 1.3.

Tabela 1.3 - Estados dos interruptores e diodos durante cada etapa.

$X \rightarrow$	Conduzindo				
$- \rightarrow$	Não conduzindo				
Elementos em condução	$S_1$	$S_2$	$D_1$	$D_2$	
1ª etapa	X	X	-	-	
2ª etapa	X	-	-	X	
3ª etapa	-	-	-	-	
4ª etapa	X	X	-	-	
5ª etapa	-	X	X	-	
6ª etapa	-	-	-	-	

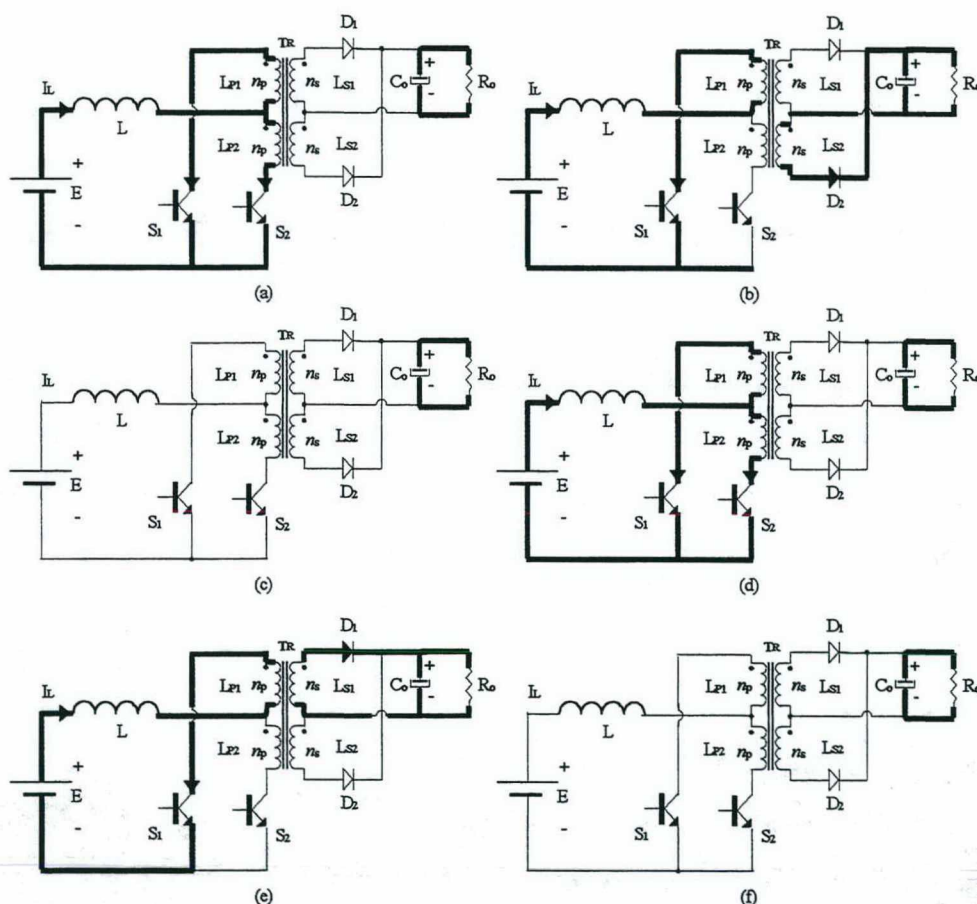


Fig. 1.7 - Etapas de operação para o modo de condução descontínua.

### 1.3.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

As principais formas de onda para este conversor, operando no modo de condução descontínua, são apresentadas na Fig.1.8. A corrente no indutor de entrada, ilustrada na Fig.1.8(c), possui valor máximo independente da carga, característica peculiar do



conversor para o modo de condução descontínua. Como este conversor trabalha com corrente imposta, a mesma afirmação é válida para as correntes através dos interruptores (Figs. 1.8(i) e 1.8(j)), diodos (Fig.1.8(k)), e demais elementos do conversor. Esta característica é também favorável ao projeto do sistema de controle do conversor, que não requer uma malha de realimentação de corrente, para proteção do circuito.

A Fig.1.8(e), indica a tensão na indutância primária  $L_{P1}$  (vide Fig.1.7). Após a extinção da corrente, na terceira etapa, a tensão sobre o indutor de entrada se anula (como visto na Fig.1.8(d)) e o interruptor  $S_1$  permanece com tensão nula (Fig.1.8(f)). Assim, a indutância primária  $L_{P1}$  é disposta paralelamente à fonte de tensão de entrada, e portanto, sua tensão assume o valor  $-E$ , de acordo com a polaridade convencionada na Fig.1.1. Durante este intervalo a tensão no interruptor  $S_2$  (Fig.1.8(f)) possui valor igual a duas vezes a tensão de entrada. Esta mudança da tensão sobre as indutâncias primárias reflete-se nas tensões catodo-anodo dos diodos, ilustradas através das Figs. 1.8(g) e 1.8(h).

O valor da tensão catodo-anodo sobre o diodo  $D_1$  equivale à diferença entre a tensão sobre a carga e a tensão sobre o secundário  $L_{S1}$ . Dada a polaridade da tensão sobre  $L_{S1}$ , tem-se que a tensão em  $D_1$  assume o valor  $E_o + E/a$ . Observa-se que este valor será sempre inferior a tensão  $2E_o$ , devido à exigência  $aE_o > E$ .

De forma análoga à terceira etapa, no início da quinta etapa, a indutância primária  $L_{P2}$  é disposta paralelamente à fonte de tensão de entrada, e portanto, a tensão sobre as indutâncias  $L_{P1}$  e  $L_{P2}$  assume o valor  $E$ .

Considerando a tensão de carga constante, é possível construir a Tabela 1.4, cuja função é facilitar a compreensão da operação do conversor em cada etapa.

Tabela 1.4 - Tensões sobre os principais elementos do conversor, etapa a etapa.

Etapas \ Tensões	$V_{L1}$	$V_{S1}$	$V_{S2}$	$V_{D1}$	$V_{D2}$	$V_{LP1}$
1ª Etapa	$E$	0	0	$E_o$	$E_o$	0
2ª Etapa	$E - \bar{E}_o$	0	0	$2 \cdot \bar{E}_o$	0	$-\bar{E}_o$
3ª Etapa	0	0	$2 \cdot \bar{E}_o$	$E_o + E/a$	$E_o - E/a$	$-E$
4ª Etapa	$E$	0	0	$E_o$	$E_o$	0
5ª Etapa	$E - \bar{E}_o$	0	0	0	$2 \cdot \bar{E}_o$	$\bar{E}_o$
6ª Etapa	0	$2 \cdot \bar{E}_o$	0	$E_o - E/a$	$E_o + E/a$	$E$

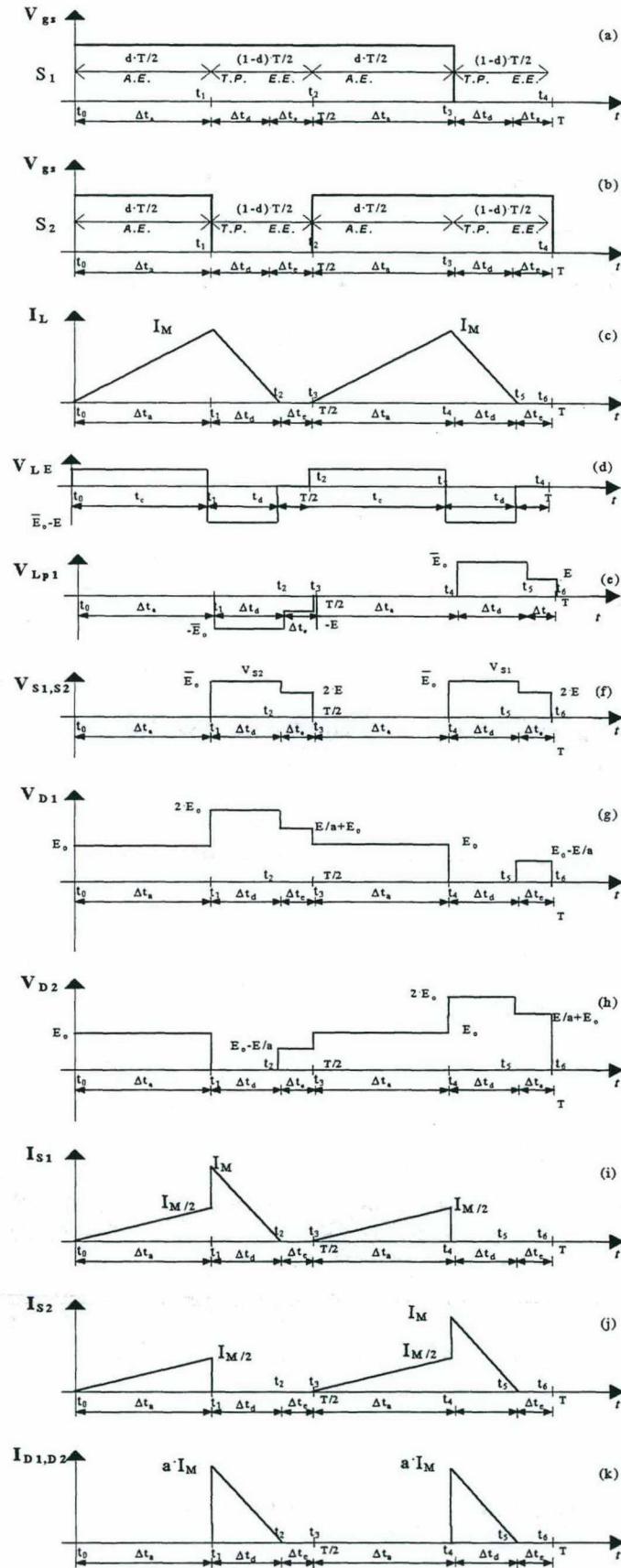


Fig. 1.8 - Formas de onda básicas para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito, no modo de condução descontinua.

## 1.4 CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA

A *Característica de Transferência* é um gráfico que representa relação entre o ganho estático  $q$  (razão entre a tensão sobre a saída e a tensão sobre a entrada) e a razão cíclica do conversor  $d$ , para diversos valores da corrente de carga. Dado que o conversor possui um comportamento distinto em relação à carga para os modos de condução contínua e descontínua, as características de carga serão encontradas separadamente.

### 1.4.1 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (M.C.C.)

Através da definição de razão cíclica do conversor, e com o auxílio da Fig.1.2, é possível definir a expressão (1.1).

$$d = 2 \cdot D - 1 \quad (1.1)$$

Para a obtenção da característica de transferência, utiliza-se o fato de que a tensão média no indutor de entrada durante um semi-período de funcionamento é nula. Isto é representado na expressão (1.2).

$$0 = VL_{md} = \frac{2}{T} \cdot \left[ \int_0^{\Delta t_a} E dt + \int_0^{\Delta t_d} (E - \alpha \cdot E_o) dt \right] \quad (1.2)$$

Onde:

$\Delta t_a$  é definido através da expressão (1.3)

$$\Delta t_a = d \cdot \frac{T}{2} \quad (1.3)$$

e

$\Delta t_d$  é definido, para o modo de condução contínua, através da expressão (1.4):

$$\Delta t_d = (1 - d) \cdot \frac{T}{2} \quad (1.4)$$

Relacionando as expressões (1.3) e (1.4), tem-se:

$$\Delta t_a + \Delta t_d = \frac{T}{2} \quad (1.5)$$

Substituindo as expressões (1.3) e (1.4) em (1.2), e reorganizando as variáveis, obtém-se:

$$\frac{\bar{E}_o}{E} = \frac{1}{1 - d} \quad (1.6)$$



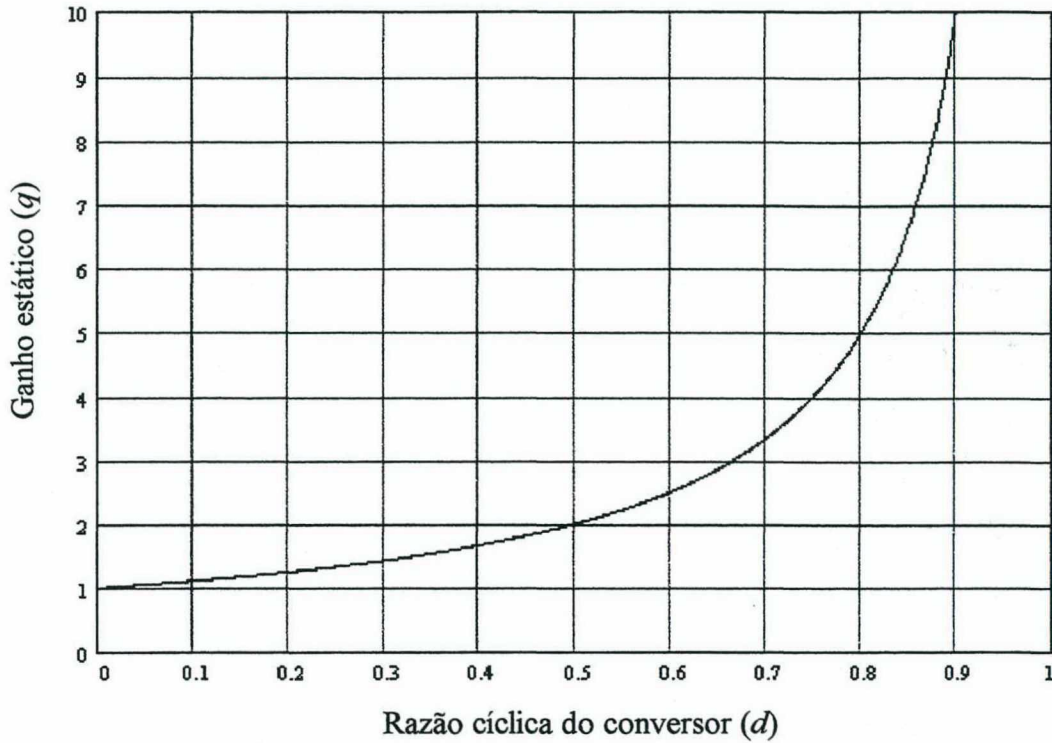


Fig. 1.9 - Característica de transferência ideal, para o modo de condução contínua.

Onde  $\bar{E}_o$  é definido como *tensão sobre a carga referida ao primário*, conforme a expressão (1.7).

$$\bar{E}_o = a \cdot E_o \quad (1.7)$$

Define-se o ganho estático do conversor  $q$ , conforme a expressão 1.8.

$$q = \frac{\bar{E}_o}{E} \quad (1.8)$$

Substituindo (1.8) em (1.6) obtém-se:

$$q = \frac{1}{1-d} \quad (1.9)$$

A expressão (1.9) é representada graficamente na Fig. 1.9.

Analisando a expressão (1.9), conclui-se que a característica de transferência ideal do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito é idêntica para o conversor *Boost*.

#### 1.4.2 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (M.C.D.)

Sejam as Figs. 1.7(a) a 1.7(f), onde estão representadas as etapas de operação em condução descontínua. Dado que a corrente média fornecida à carga através do

capacitor é nula, percebe-se visualmente que a corrente média nos diodos retificadores de saída ( $I_{Dmd}$ ) representa a metade da corrente média na saída ( $I_o$ )

$$I_o = 2 \cdot I_{Dmd} \quad (1.10)$$

A corrente nos diodos é representada na Fig.1.8(k), da qual obtém-se:

$$I_{Dmd} = \frac{\alpha \cdot I_M}{2} \cdot \frac{\Delta t_d}{T} \quad (1.11)$$

Em (1.11),  $I_M$  representa o valor da corrente máxima no indutor de entrada e  $\Delta t_d$  representa o tempo de descarga do indutor de entrada.

Segue uma análise teórica do conversor para o modo de condução descontínua, onde definem-se expressões para  $I_M$ ,  $I_m$  e  $\Delta t_d$ , em função dos principais parâmetros do conversor.

A partir da Fig.1.6, define-se:

$\Delta t_a$  como o *tempo de acumulação de energia no indutor de entrada*, e

$\Delta t_e$  como o *tempo de operação no estado estacionário*

Por inspeção na Fig.1.6, obtém-se a expressão para o intervalo  $\Delta t_a$ :

$$\Delta t_a = d \cdot \frac{T}{2} \quad (1.12)$$

A relação entre os intervalos  $\Delta t_a$ ,  $\Delta t_d$  e  $\Delta t_e$  é obtida analisando a Fig.1.6:

$$\Delta t_a + \Delta t_d + \Delta t_e = \frac{T}{2} \quad (1.13)$$

Para as etapas de acumulação de energia no indutor de entrada (primeira e quarta etapas), tem-se:

$$iL(t) = \frac{E}{L} \cdot t \quad (1.14)$$

Ao final desta etapa, o indutor de entrada atinge  $I_M$ . Portanto:

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot \Delta t_a \quad (1.15)$$

Substituindo a expressão (1.12) em (1.14), obtém-se:

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot d \cdot \frac{T}{2} \quad (1.16)$$

Para as etapas de transferência de potência (segunda e quinta etapas), tem-se:

$$iL(t) = I_M - \frac{\bar{E}_o - E}{L} \cdot t \quad (1.17)$$

Ao final desta etapa, a corrente no indutor de entrada anula-se. Portanto:

$$0 = I_M - \frac{\bar{E}_o - E}{L} \cdot \Delta t_d \quad (1.18)$$

Reordenando as expressões (1.16) e (1.18), tem-se:

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot d \cdot \frac{T}{2} = \frac{d \cdot E}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.19)$$

e

$$I_M = \frac{\bar{E}_o - E}{L} \cdot \Delta t_d \quad (1.20)$$

Igualando (1.19) e (1.20), obtém-se o tempo de descarga do indutor de entrada ( $\Delta t_d$ ):

$$\frac{E}{L} \cdot d \cdot \frac{T}{2} = \frac{\bar{E}_o - E}{L} \cdot \Delta t_d \quad (1.21)$$

Isolando  $\Delta t_d$  na expressão (1.21), tem-se:

$$\Delta t_d = \frac{E}{\bar{E}_o - E} \cdot d \cdot \frac{T}{2} \quad (1.22)$$

Substituindo (1.15) em (1.11), tem-se:

$$ID_{md} = \frac{1}{2} \cdot \frac{a \cdot E}{L} \cdot \frac{\Delta t_a \cdot \Delta t_d}{T} \quad (1.23)$$

Substituindo (1.23) em (1.10), obtém-se:

$$I_o = \frac{a \cdot E}{L} \cdot \frac{\Delta t_a \cdot \Delta t_d}{T} \quad (1.24)$$

Substituindo as expressões (1.12) e (1.22) em (1.24), tem-se:

$$I_o = \frac{a}{4 \cdot f \cdot L} \cdot \frac{(d \cdot E)^2}{\bar{E}_o - E} \quad (1.25)$$

Substituindo (1.9) em (1.25), obtém-se:

$$I_o = \frac{a}{4 \cdot f \cdot L} \cdot \frac{d^2}{q - 1} \quad (1.26)$$

Define-se:

$$\gamma = \frac{4 \cdot f \cdot L}{E} \cdot \frac{I_o}{a} \quad (1.27)$$



$\gamma$  é denominada corrente de carga parametrizada. Subentende-se que  $f$ ,  $L$ ,  $E$  e  $a$  são valores fixos e deseja-se observar a variação do ganho com relação à carga. Substituindo a expressão (1.27) em (1.26), tem-se:

$$\gamma = \frac{d^2}{q - 1} \quad (1.28)$$

Isolando  $q$  em (1.28), tem-se:

$$q = \frac{d^2}{\gamma} + 1 \quad (1.29)$$

A expressão (1.29) representa a característica de transferência do conversor para o modo de condução descontínua. A Fig.1.10 representa a característica de transferência unificada do conversor, representando as expressões (1.9) e (1.29), em um único gráfico.

A análise desta figura revela alguns pontos importantes:

- A relação entre ganho e razão cíclica não é diretamente proporcional, o que implica em um esforço adicional de controle.
- No modo de condução descontínua existe a dependência do ganho em relação à carga, o que implica em dificuldades adicionais de controle relacionadas a variações na carga.
- Existe um limite para a corrente de carga parametrizada que o conversor pode suportar no modo de condução descontínua.

## 1.5 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A característica de saída do conversor revela o comportamento do conversor, para uma razão cíclica constante, frente a variações na carga. A expressão (1.29), define o comportamento do conversor no modo de condução descontínua. Deseja-se encontrar uma expressão que determine o limite entre os modos de condução contínua e descontínua. Para o modo de condução contínua, a característica de carga é constante, ou seja, o ganho estático independe da carga, conforme definido na expressão (1.9).

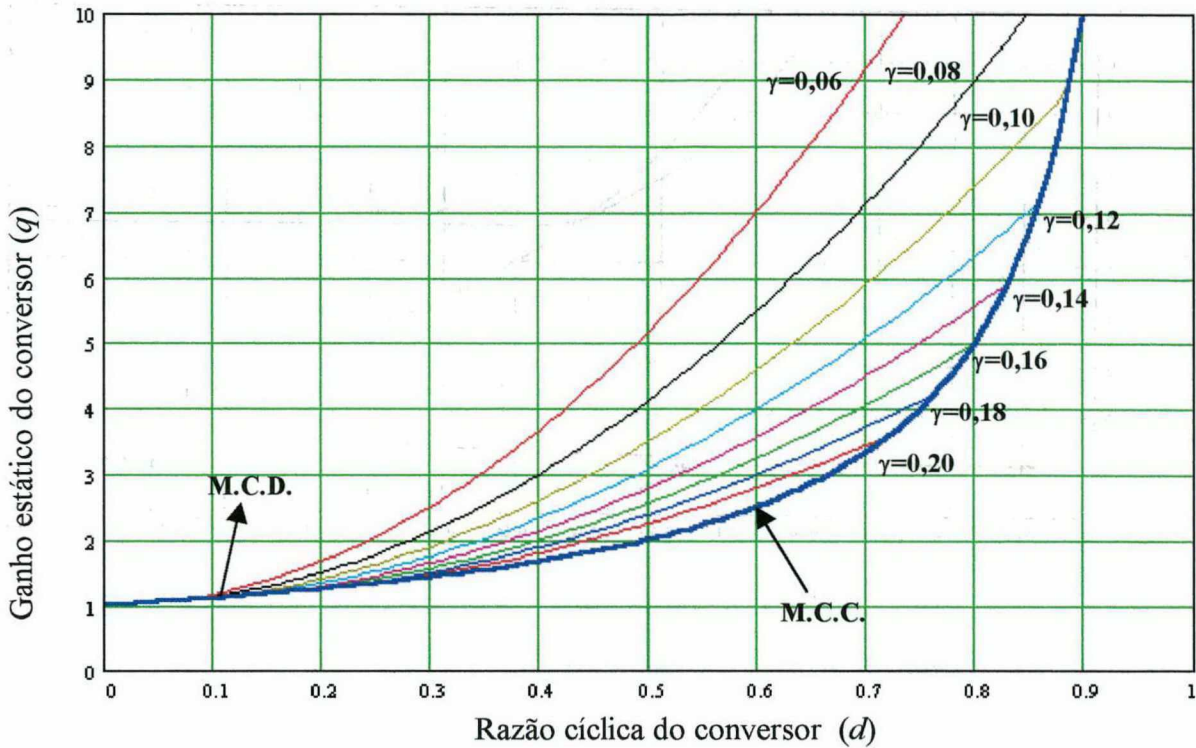


Fig. 1.10 - Característica de transferência unificada, para os modos de condução contínua (M.C.C.) e descontínua (M.C.D.)

Este limite é encontrado igualando as expressões (1.9) e (1.29), considerando uma razão cíclica do conversor constante. Isolando  $d$  em (1.9), tem-se:

$$d = \frac{q - 1}{q} \quad (1.30)$$

Substituindo (1.30) em (1.29), obtém-se:

$$\gamma = \frac{q - 1}{q^2} \quad (1.31)$$

A característica de carga é construída a partir das expressões (1.9), (1.29) e (1.31), sendo que (1.29) funciona como limite entre as regiões de condução. A característica de carga é apresentada na Fig.1.11. O ganho estático  $q$  é definido conforme (1.8) e a corrente de carga parametrizada  $\gamma$  é definida através da equação (1.27).

A característica de saída revela que no modo de condução descontínua, o ganho estático decresce com o aumento da carga e a taxa de decrescimento diminui a medida que a carga aumenta. Com uma carga suficientemente elevada, o conversor atinge o modo de condução contínua. Neste modo, não há variação do ganho estático para variações de carga.



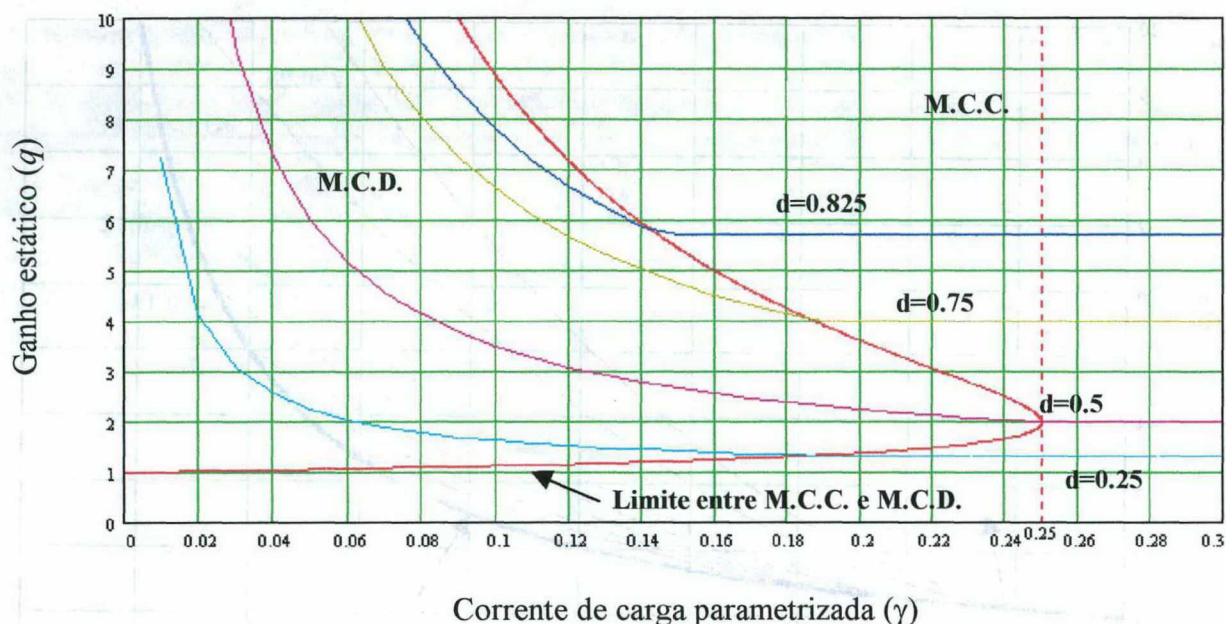


Fig. 1.11 - Característica de saída, para os modos de condução contínua (M.C.C.) e descontínua (M.C.D.).

É interessante observar que para cada valor de razão cíclica, existe um limite para a carga que o conversor pode transferir no modo de condução descontínua. O maior valor limite observado é 0,25, e a razão cíclica do conversor correspondente é 0,5. Observando a Fig.1.8(c), percebe-se que o indutor de entrada possui aproveitamento maximizado, no modo de condução descontínua, para este valor de razão cíclica do conversor.

## 1.6 ESFORÇOS DE CORRENTE SOBRE OS PRINCIPAIS ELEMENTOS DO CIRCUITO

A seguir é apresentado o equacionamento usado na determinação dos esforços de corrente sobre os elementos do conversor, para ambos modos de operação. Estas expressões são necessárias para possibilitar o dimensionamento dos elementos do circuito, quanto a esforços de corrente.

Inicialmente, procede-se à determinação de expressões que relacionem os valores das correntes máxima e mínima no indutor de entrada aos principais parâmetros do conversor.

### 1.6.1 DETERMINAÇÃO DAS CORRENTES MÁXIMA E MÍNIMA NO INDUTOR DE ENTRADA

Para as etapas de acumulação de energia no indutor de entrada (primeira e terceira etapas), tem-se:

$$iL(t) = \frac{E}{L} \cdot t + I_m \quad (1.32)$$

Ao final desta etapa, o indutor de entrada atinge a corrente máxima ( $I_M$ ). Portanto:

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot d \cdot \frac{T}{2} + I_m \quad (1.33)$$

Para as etapas de transferência de potência (segunda e quarta etapas), tem-se:

$$iL(t) = I_M - \frac{\bar{E}_o - E}{L} \cdot t \quad (1.34)$$

Ao final desta etapa, o indutor atinge a corrente mínima ( $I_m$ ). Portanto:

$$I_m = I_M - \frac{\bar{E}_o - E}{L} \cdot (1-d) \cdot \frac{T}{2} \quad (1.35)$$

Reordenando as expressões (1.33) e (1.35), tem-se:

$$I_M - I_m = \frac{E}{L} \cdot d \cdot \frac{T}{2} \quad (1.36)$$

e

$$I_M - I_m = \frac{\bar{E}_o - E}{L} \cdot (1-d) \cdot \frac{T}{2} \quad (1.37)$$

Deseja-se expressar  $I_M$  e  $I_m$  em função da corrente média de saída  $I_o$ . Esta por sua vez pode ser entendida como duas vezes a corrente média nos diodos, conforme a expressão (1.10). A partir da Fig.1.8(k), escreve-se:

$$I_o = \frac{2}{T} \int_0^T iD(t) dt \quad (1.38)$$

A partir da Tabela 1.4, e da Fig.1.8(k), é possível escrever:

$$I_o = \frac{2}{T} \int_0^{(1-D)\frac{T}{2}} a \cdot \left( I_M - \frac{\bar{E}_o - E}{L} \cdot t \right) dt \quad (1.39)$$

Resolvendo a integral (1.39) obtém-se:

$$I_o = a \cdot (1-d) \cdot \left( I_M - \frac{\bar{E}_o - E}{L} \cdot (1-d) \cdot \frac{T}{4} \right) \quad (1.40)$$

ou

$$I_o = a \cdot (1-d) \cdot \left( I_M - \frac{\bar{E}_o - E}{4 \cdot f \cdot L} \cdot (1-d) \right) \quad (1.41)$$

Rescrevendo (1.37), tem-se:

$$I_M - I_m = \frac{\bar{E}_o - E}{2 \cdot f \cdot L} \cdot (1-d) \quad (1.42)$$

ou

$$\frac{\bar{E}_o - E}{4 \cdot f \cdot L} \cdot (1-d) = \frac{I_M - I_m}{2} \quad (1.43)$$

Substituindo (1.43) em (1.41), tem-se:

$$I_o = a \cdot (1-d) \cdot \left( I_M - \frac{I_M - I_m}{2} \right) \quad (1.44)$$

ou

$$I_o = a \cdot (1-d) \cdot \left( \frac{I_M + I_m}{2} \right) \quad (1.45)$$

Isolando  $I_M$  em (1.45):

$$I_M = \frac{2 \cdot I_o}{a \cdot (1-d)} - I_m \quad (1.46)$$

Rescrevendo (1.36):

$$I_M - I_m = \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.47)$$

Isolando  $I_M$  em (1.47):

$$I_M = \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L} + I_m \quad (1.48)$$

Igualando (1.46) e (1.48), tem-se:

$$\frac{2 \cdot I_o}{a \cdot (1-d)} - I_m = \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L} + I_m \quad (1.49)$$

Isolando  $I_m$  em (1.49), obtém-se:

$$I_m = \frac{I_o}{a \cdot (1-d)} - \frac{E \cdot d}{4 \cdot f \cdot L} \quad (1.50)$$



Isolando  $I_m$  em (1.47), obtém-se:

$$I_m = I_M - \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.51)$$

Igualando (1.50) e (1.51), obtém-se:

$$\frac{I_o}{a \cdot (1-d)} - \frac{E \cdot d}{4 \cdot f \cdot L} = I_M - \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.52)$$

Isolando  $I_M$  em (1.52), obtém-se:

$$I_M = \frac{I_o}{a \cdot (1-d)} + \frac{E \cdot d}{4 \cdot f \cdot L} \quad (1.53)$$

Substituindo (1.51) em (1.53), tem-se:

$$I_m = \frac{I_o}{a \cdot (1-d)} - \frac{E \cdot d}{4 \cdot f \cdot L} \quad (1.54)$$

A partir das equações (1.53) e (1.54) é possível determinar expressões para a ondulação de corrente no indutor de entrada. A seguir são apresentados os principais esforços de corrente sobre os elementos do conversor, no modo de condução contínua.

## 1.6.2 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (M.C.C.)

### 1.6.2.1 Cálculo das correntes média e eficaz no indutor de entrada.

A Fig.1.12 ilustra a corrente através do indutor de entrada. Conforme esta figura, as seguintes expressões podem ser formuladas.

#### ▪ Corrente média:

A corrente média no indutor de entrada é expressa por:

$$I_{L_{md}} = \frac{I_M + I_m}{2} \quad (1.55)$$

Substituindo as expressões (1.53) e (1.54) em (1.55), tem-se:

$$I_{L_{md}} = \frac{I_o}{a \cdot (1-d)} \quad (1.56)$$

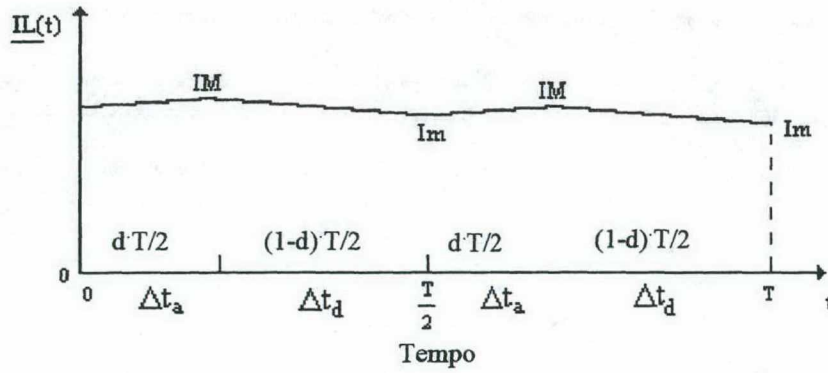


Fig. 1.12 - Corrente através indutor de entrada, para o modo de condução contínua.

▪ *Corrente eficaz:*

Considerando uma ondulação de corrente através do indutor de entrada inferior ou igual a 10% da corrente média, a seguinte aproximação é válida:

$$I_M = I_m = I_{L_{md}} \quad (1.57)$$

Consequentemente:

$$I_{L_{ef}} = I_{L_{md}} \quad (1.58)$$

▪ *Corrente máxima:*

A corrente máxima no indutor de entrada é expressa por (1.59):

$$I_{L_p} = I_M = \frac{I_o}{a \cdot (1-d)} + \frac{E \cdot d}{4 \cdot f \cdot L} \quad (1.59)$$

#### 1.6.2.2 Cálculo das correntes média e eficaz nos interruptores.

A Fig.1.13 ilustra a corrente através de um dos interruptores. De acordo a esta figura, são formuladas as seguintes expressões:

▪ *Corrente média:*

A corrente média em um interruptor é expressa por:

$$I_{mdS_1, S_2} = \frac{1}{T} \cdot \left( 2 \cdot \frac{\frac{I_M}{2} + \frac{I_m}{2}}{2} \cdot \Delta t_a + \frac{I_M + I_m}{2} \cdot \Delta t_d \right) \quad (1.60)$$

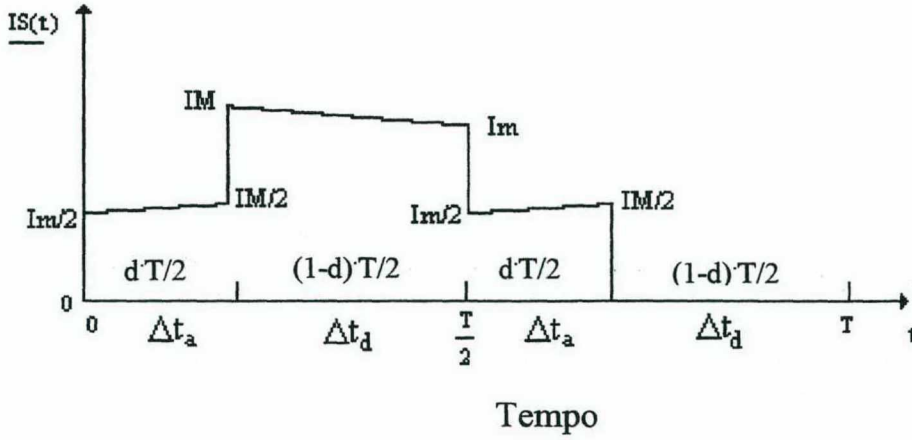


Fig. 1.13 - Corrente através dos interruptores, no modo de condução contínua.

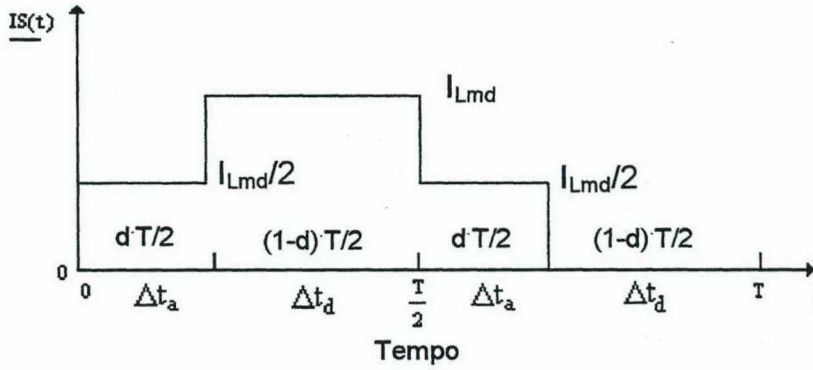


Fig. 1.14 - Aproximação da corrente através dos interruptores.

Substituindo (1.3) e (1.4) em (1.60), obtém-se:

$$I_{mdS_1, S_2} = \frac{I_M + I_m}{4} \quad (1.61)$$

Substituindo as expressões (1.53) e (1.54) em (1.61), tem-se:

$$I_{mdS_1, S_2} = \frac{I_o}{2 \cdot a \cdot (1-d)} \quad (1.62)$$

▪ *Corrente eficaz:*

A equação (1.63) expressa com rigor o cálculo da corrente eficaz em um interruptor.

$$I_{efS_1, S_2} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\Delta t_a} \left( \frac{I_m}{2} + \left( \frac{I_M - I_m}{2} \right) \cdot \frac{t}{\Delta t_a} \right)^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_d} \left( I_m + (I_M - I_m) \cdot \frac{t}{\Delta t_d} \right)^2 dt} \quad (1.63)$$

Entretanto, considerando uma *ondulação de corrente* no indutor de entrada inferior ou igual a 10% da corrente média no indutor de entrada, a corrente pode ser aproximada por intervalos descontínuos com corrente constante, conforme ilustrado na Fig.1.14.

De acordo com a Fig.1.14 a corrente eficaz nos interruptores corresponde a:

$$I_{ef\ S_1, S_2} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\Delta t_a} \left( \frac{I_{Lmd}}{2} \right)^2 dt + \frac{1}{T} \int_{\Delta t_a}^{\Delta t_d} (I_{Lmd})^2 dt} \quad (1.64)$$

Resolvendo a integral (1.64), obtém-se:

$$I_{ef\ S_1, S_2} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \left( \frac{I_{Lmd}}{2} \right)^2 \cdot d \cdot \frac{T}{2} + \frac{1}{T} \cdot I_{Lmd}^2 \cdot (1-d) \cdot \frac{T}{2}} \quad (1.65)$$

Substituindo a expressão (1.56) em (1.65), tem-se:

$$I_{ef\ S_1, S_2} = \frac{I_o}{2 \cdot a} \frac{\sqrt{2-d}}{1-d} \quad (1.66)$$

▪ *Corrente máxima:*

A corrente máxima nos interruptores principais é igual à corrente máxima no indutor de entrada. Portanto:

$$I_{pS1, S2} = I_M \quad (1.67)$$

### 1.6.2.3 Cálculo das correntes média e eficaz nos diodos de saída.

A Fig.1.15 ilustra a corrente através dos diodos de saída. A partir desta figura são formuladas as seguintes expressões.

▪ *Corrente média:*

A corrente média nos diodos de saída é determinada através da expressão (1.68):

$$I_{md\ D_1, D_2} = \frac{1}{T} \frac{a \cdot (I_M + I_m)}{2} \cdot \frac{(1-d)T}{2} \quad (1.68)$$

Substituindo as expressões (1.53) e (1.54) em (1.68) obtém-se:

$$I_{md\ D_1, D_2} = \frac{1}{T} \frac{a \cdot \left( \frac{2 \cdot I_o}{a \cdot (1-d)} \right)}{2} \cdot \frac{(1-d) \cdot T}{2} \quad (1.69)$$



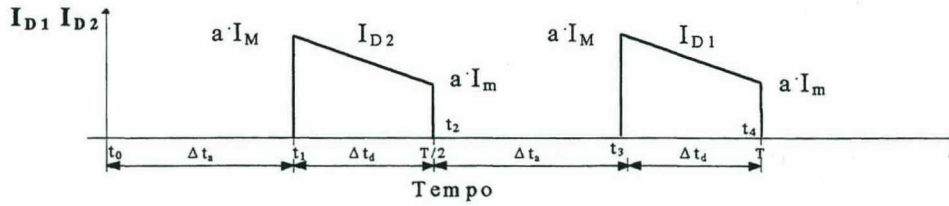


Fig. 1.15 - Corrente através dos diodos de saída, no modo de condução contínua.

Simplificando (1.69) obtém-se:

$$I_{md_{D1,D2}} = \frac{I_o}{2} \quad (1.70)$$

▪ *Corrente eficaz:*

A corrente eficaz nos diodos de saída é determinada através da expressão (1.71):

$$I_{ef_{D1,D2}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_d} \left( a \cdot \left( I_M - (I_M - I_m) \cdot \frac{t}{\Delta t_d} \right) \right)^2 dt} \quad (1.71)$$

Substituindo (1.4) em (1.71), e resolvendo a integral, obtém-se:

$$I_{ef_{D1,D2}} = \sqrt{a \cdot (1-d) \cdot (I_M + I_m)} \quad (1.72)$$

Substituindo as expressões (1.53) e (1.54) em (1.72), obtém-se:

$$I_{ef_{D1,D2}} = a \cdot \sqrt{\frac{1}{96 \cdot f^2 \cdot L^2} \cdot \frac{E^2 \cdot d^2 \cdot a^2 \cdot (1-d)^2 + 48 \cdot I_o^2 \cdot f^2 \cdot L^2}{1-d}} \quad (1.73)$$

▪ *Corrente máxima:*

A corrente máxima nos diodos de saída é dada pela expressão (1.74):

$$I_{pD1,D2} = a \cdot I_M \quad (1.74)$$

Substituindo (1.53) em (1.74), tem-se:

$$I_{pD1,D2} = \frac{I_o}{(1-d)} + \frac{a \cdot E \cdot d}{4 \cdot f \cdot L} \quad (1.75)$$

#### 1.6.2.4 Cálculo das correntes média e eficaz nas indutâncias primárias do transformador.

A corrente através de um dos enrolamentos primários do transformador é idêntica a corrente em um interruptor, e portanto as expressões para as correntes média e eficaz correspondem respectivamente a (1.62) e (1.66).

### 1.6.3 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (M.C.D.)

#### 1.6.3.1 Cálculo das correntes média e eficaz no indutor de entrada.

A Fig.1.16 ilustra a corrente no indutor de entrada, no modo de condução descontínua. Esta figura é utilizada como base para as expressões apresentadas a seguir:

▪ *Corrente média:*

A corrente média no indutor de entrada é expressa por:

$$I_{L_{md}} = \frac{2}{T} \left( \frac{I_M}{2} \cdot \Delta t_a + \frac{I_M}{2} \cdot \Delta t_d \right) \quad (1.76)$$

Substituindo (1.12) e (1.22) em (1.76), obtém-se:

$$I_{L_{md}} = \frac{I_M \cdot d}{2} \cdot \left( 1 + \frac{E}{\bar{E}_o - E} \right) \quad (1.77)$$

Substituindo (1.53) em (1.77) obtém-se:

$$I_{L_{md}} = \frac{E \cdot d^2}{4 \cdot f \cdot L} \cdot \left( \frac{\bar{E}_o}{\bar{E}_o - E} \right) \quad (1.78)$$

▪ *Corrente eficaz:*

$$I_{L_{ef}} = \frac{I_M}{3} \cdot \sqrt{6 \cdot \frac{\Delta t_a + \Delta t_d}{T}} \quad (1.79)$$

Substituindo as expressões (1.19), (1.12) e (1.22) em (1.79), tem-se:

$$I_{L_{ef}} = \frac{E \cdot d}{6 \cdot f \cdot L} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot d \cdot \bar{E}_o}{\bar{E}_o - E}} \quad (1.80)$$

▪ *Corrente máxima:*

A corrente máxima nas indutâncias primárias do transformador é igual à corrente máxima no indutor de entrada.

$$I_{Lp} = I_M = \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.81)$$

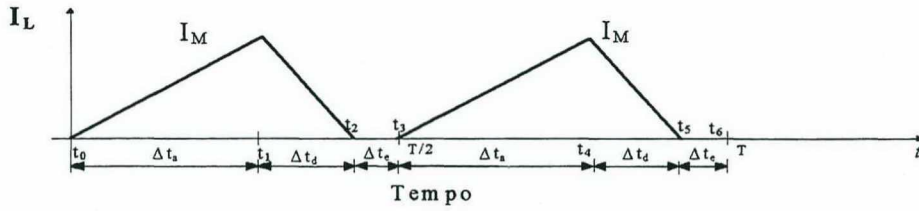


Fig. 1.16 - Corrente através do indutor de entrada, no modo de condução descontínua.

### 1.6.3.2 Cálculo das correntes média e eficaz nos interruptores.

A partir da Fig.1.17, onde é apresentada corrente através de um interruptor, definem-se as seguintes expressões.

#### ▪ Corrente média:

A corrente média nos interruptores é dada através da expressão (1.82):

$$I_{S1,S2_{md}} = \frac{1}{T} \cdot \left( \frac{I_M}{4} \cdot \Delta t_a \cdot 2 + \frac{I_M}{2} \cdot \Delta t_d \right) \quad (1.82)$$

Substituindo (1.12) e (1.22) em (1.82):

$$I_{S1,S2_{md}} = \frac{1}{T} \cdot \left( \frac{I_M}{2} \cdot d \cdot \frac{T}{2} + \frac{I_M}{2} \cdot \frac{E}{E_o - E} \cdot d \cdot \frac{T}{2} \right) \quad (1.83)$$

Rescrevendo (1.83):

$$I_{S1,S2_{md}} = \frac{I_M \cdot d}{4} \cdot \left( 1 + \frac{E}{E_o - E} \right) \quad (1.84)$$

Substituindo a expressão (1.19) em (1.84), tem-se:

$$I_{S1,S2_{md}} = \frac{E \cdot d^2}{8 \cdot f \cdot L} \cdot \left( \frac{E_o}{E_o - E} \right) \quad (1.85)$$

#### ▪ Corrente eficaz:

A corrente eficaz nos interruptores é dada através da expressão (1.86).

$$I_{S1,S2_{ef}} = \frac{I_M}{6} \cdot \sqrt{\frac{6 \cdot (\Delta t_a + 2 \cdot \Delta t_d)}{T}} \quad (1.86)$$

Substituindo (1.12) e (1.22) em (1.86), tem-se:

$$I_{S1,S2_{ef}} = \frac{I_M}{6} \cdot \sqrt{3 \cdot d \cdot \left( \frac{E_o + E}{E_o - E} \right)} \quad (1.87)$$

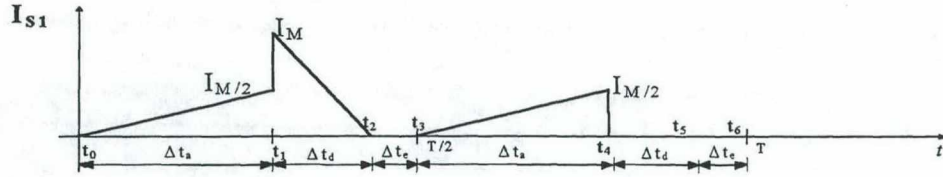


Fig. 1.17 - Corrente através dos interruptores, no modo de condução descontínua.

Substituindo (1.19) em (1.87), tem-se:

$$I_{S1, S2_{ef}} = \frac{E \cdot d}{12 \cdot f \cdot L} \cdot \sqrt{3 \cdot d \cdot \left( \frac{E_o + E}{E_o - E} \right)} \quad (1.88)$$

▪ *Corrente máxima:*

A corrente máxima nos interruptores é dada através da expressão (1.89):

$$I_{S1, S2_p} = \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L} = I_M \quad (1.89)$$

### 1.6.3.3 Cálculo das correntes média e eficaz nos diodos de saída.

A partir da Fig.1.18, onde é apresentada a corrente através dos diodos de saída, definem-se as seguintes expressões:

▪ *Corrente média:*

A corrente média nos diodos de saída é dada através da expressão (1.90):

$$I_{D1, D2_{md}} = \frac{1}{T} \cdot \frac{a \cdot I_M}{2} \cdot d \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{E}{E_o - E} \quad (1.90)$$

Substituindo a expressão (1.19) em (1.90), tem-se:

$$I_{D1, D2_{md}} = \frac{a \cdot (d \cdot E)^2}{8 \cdot f \cdot L (E_o - E)} \quad (1.91)$$

▪ *Corrente eficaz:*

A corrente eficaz sobre os diodos de saída é dada através da expressão (1.92):

$$I_{D1, D2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta t_d} \left( a \cdot I_M \cdot \frac{t}{\Delta t_d} \right)^2 dt} \quad (1.92)$$



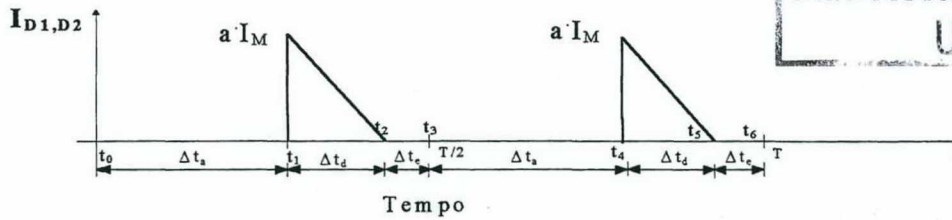


Fig. 1.18 - Corrente através dos diodos de saída, para o modo de condução descontínua.

Substituindo a expressão (1.22) em (1.92), e resolvendo a integral, obtém-se:

$$I_{D1,D2_{ef}} = \frac{a \cdot I_M}{6} \cdot \sqrt{\frac{6 \cdot E \cdot d}{E_o - E}} \quad (1.93)$$

Substituindo a expressão (1.19) em (1.93), obtém-se:

$$I_{D1,D2_{ef}} = \frac{a \cdot E \cdot d}{12 \cdot f \cdot L} \cdot \sqrt{\frac{6 \cdot E \cdot d}{E_o - E}} \quad (1.94)$$

#### ▪ Corrente máxima:

A corrente máxima nos diodos de saída é dada através da expressão (1.95):

$$I_{D1,D2_p} = a \cdot I_M = \frac{a \cdot E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.95)$$

#### 1.6.3.4 Cálculo das correntes média e eficaz nas indutâncias primárias do transformador.

A corrente em um dos enrolamentos primários do transformador é idêntica a corrente em um interruptor.

## 1.7 ÁBACOS

Os ábacos apresentados a seguir ilustram os esforços de corrente sobre os interruptores, em função da corrente de carga parametrizada, utilizando a razão cíclica do conversor como parâmetro, para os modos de condução contínua e descontínua. Estes ábacos possuem utilidade para a determinação das perdas por condução nos diversos elementos do conversor, possibilitando o seu dimensionamento. Estes dados também são importantes para possibilitar o dimensionamento dos dissipadores dos semicondutores de potência utilizados.

### 1.7.1 CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR DE ENTRADA

A seguinte normalização, em função dos principais parâmetros do conversor, é aplicada à expressão (1.56).

$$\overline{I_{Lmd}} = \frac{4 \cdot f \cdot L}{E} \cdot I_{Lmd} \quad (1.96)$$

Obtém-se assim a corrente média parametrizada no indutor de entrada, para o modo de condução contínua.

$$I_{Lmd} = \frac{\gamma}{1-d} \quad (1.97)$$

Processo semelhante, aplicado à expressão (1.79), resulta na expressão para a corrente média parametrizada no indutor de entrada, para o modo de condução descontínua.

$$\overline{I_{Lmd}} = \frac{4 \cdot f \cdot L}{E} \cdot I_{Lmd} = \gamma + d^2 \quad (1.98)$$

Visto que a parametrização é idêntica para ambas equações, é possível representar em um único ábaco ambas regiões de operação, em função da corrente de carga parametrizada, utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro. Este ábaco é representado na Fig. 1.19. A parametrização para os demais ábacos é idêntica, e portanto o processo descrito acima é apresentado de forma mais sucinta.

### 1.7.2 CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR DE ENTRADA

De acordo com a aproximação formalizada na expressão (1.58), a corrente eficaz parametrizada no indutor de entrada, para o modo de condução contínua permanece igual à expressão (1.97).

Aplicando uma parametrização similar a parametrização da equação (1.96), sobre a expressão (1.80), obtém-se a expressão para a corrente eficaz parametrizada no indutor de entrada, para o modo de condução descontínua.

$$\overline{I_{Lef}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{d}{3} \cdot (\gamma + d^2)} \quad (1.99)$$

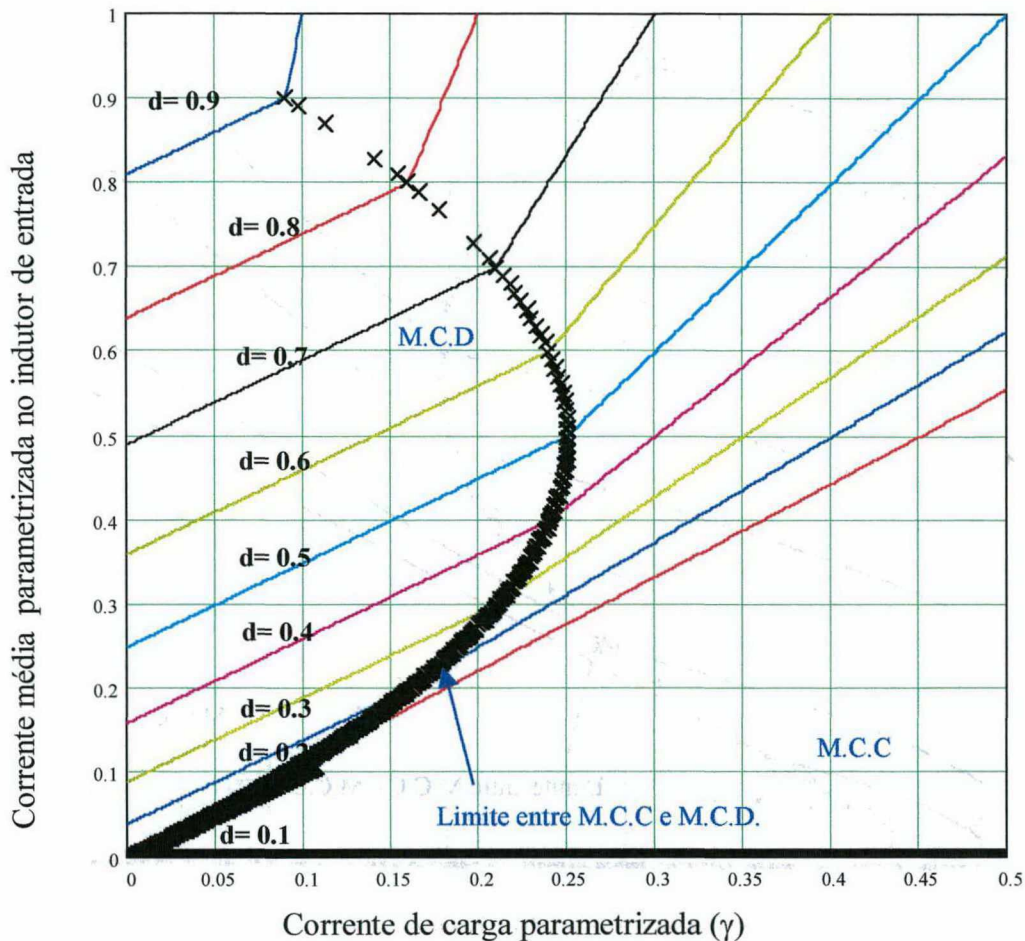


Fig. 1.19 - Corrente média parametrizada no indutor de entrada em função da corrente de carga parametrizada  $\gamma$ , tendo como parâmetro a razão cíclica do conversor  $d$ , para os modos de condução contínua e descontinua.

### 1.7.3 CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES

Aplicando uma parametrização similar a parametrização da equação (1.96), sobre a expressão (1.66), obtém-se a expressão para a corrente eficaz parametrizada em um interruptor, para o modo de condução contínua.

$$\overline{I_{Sef}} = \gamma \cdot \frac{\sqrt{2-d}}{1-d} \quad (1.100)$$

Repetindo o processo em (1.88), obtém-se a expressão para a corrente eficaz parametrizada em um interruptor, para o modo de condução descontinua.

$$\overline{I_{Sef}} = \sqrt{\frac{d}{3} \cdot (2 \cdot \gamma + d^2)} \quad (1.101)$$

As expressões (1.100) e (1.101) são representadas graficamente na Fig.1.21.



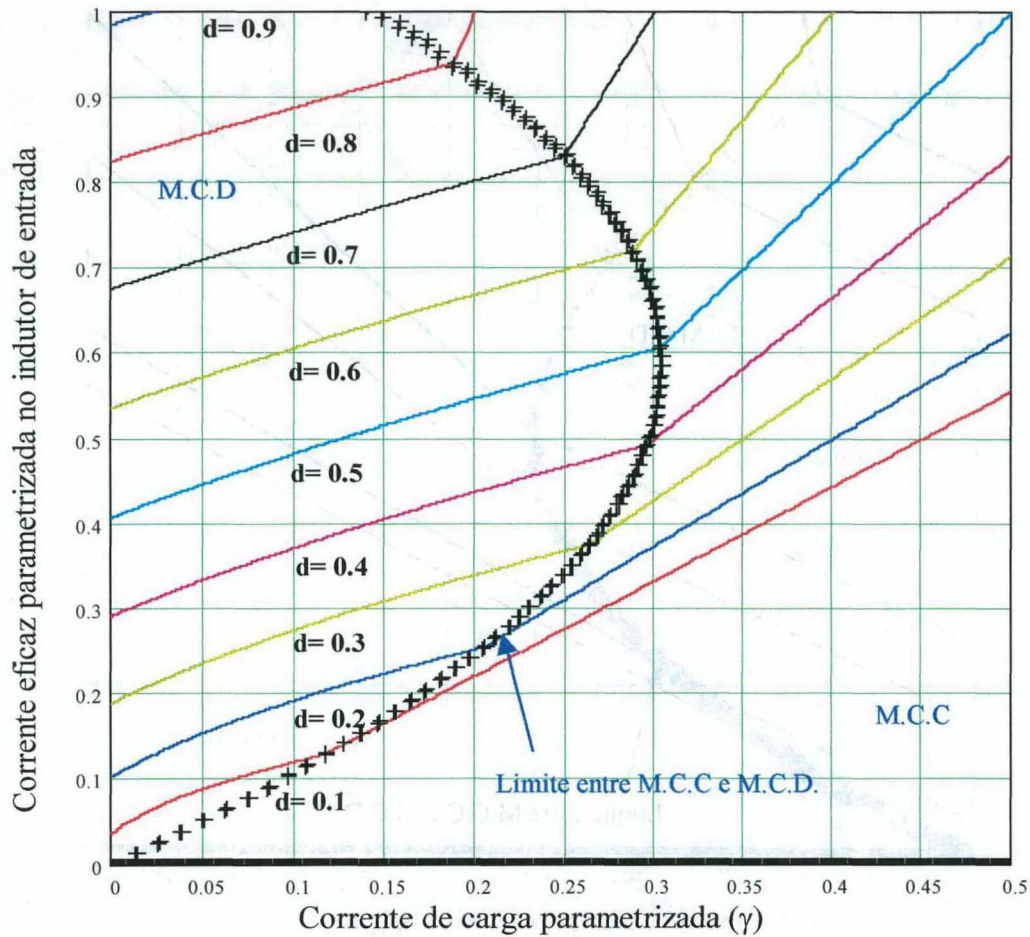


Fig. 1.20 - Corrente eficaz parametrizada no indutor em função da corrente de carga parametrizada  $\gamma$ , tendo a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro, para os modos de condução contínua e descontínua.

#### 1.7.4 CORRENTE EFICAZ NOS DIODOS DE SAÍDA

A expressão para a corrente eficaz nos diodos de saída é obtida a seguir. Rescrevendo a expressão (1.73), obtém-se:

$$I_{Def} = I_O \cdot \sqrt{\frac{d^2 \cdot (1-d) + 3 \cdot \gamma^2}{(1-d) \cdot 6 \cdot \gamma^2}} \quad (1.102)$$

Onde  $\gamma$  representa a corrente de carga parametrizada, conforme visto na expressão (1.27). A seguinte normalização, em função dos principais parâmetros do conversor, é aplicada.

$$\overline{I_{Def}} = \frac{4 \cdot f \cdot L}{a \cdot E} \cdot I_{Def} \quad (1.103)$$

Obtém-se assim a corrente eficaz parametrizada nos diodos de saída, para o modo de condução contínua, conforme a expressão (1.104).

$$I_{Def} = \gamma \cdot \sqrt{\frac{d^2 \cdot (1-d) + 3 \cdot \gamma^2}{(1-d) \cdot 6 \cdot \gamma^2}} \quad (1.104)$$

Processo semelhante, aplicado à expressão (1.94), resulta na expressão para a corrente eficaz parametrizada nos diodos de saída, para o modo de condução descontínua.

$$\overline{I_{Def}} = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{6 \cdot d \cdot \gamma} \quad (1.105)$$

Visto que a parametrização é idêntica para ambas equações, é possível representar em um único ábaco ambas regiões de operação, em função da corrente de carga parametrizada, utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro. As expressões (1.104) e (1.105) são representadas graficamente através da Fig.1.22.

As Figs.1.19 a 1.22 refletem claramente o fato de que a corrente de carga parametrizada máxima no modo de condução descontínua é 0,25 e que isto ocorre para uma razão cíclica do conversor igual a 0,5. Do ponto de vista de esforços sobre os principais componentes do conversor, está claro que estes aumentam conforme o aumento da razão cíclica. O aumento não é proporcional a uma constante, e acentua-se no modo de condução contínua.

## 1.8 MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA

O conversor atinge o modo de *condução crítica* quando a corrente no indutor de entrada atinge valor nulo exatamente na metade de um período de funcionamento. Em seguida, a corrente torna a crescer. O modo de condução crítica pode ser entendido como o limite entre os modos de condução contínua e descontínua. Isto é ilustrado na Fig.1.23.

Da Fig.1.23, pode-se escrever diretamente:

$$I_{Lmd} = \frac{I_M}{2} \quad (1.106)$$

Da etapa de acumulação de energia, obtém-se:

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot \Delta t_a = \frac{E}{L} \cdot d \cdot \frac{T}{2} = \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.107)$$

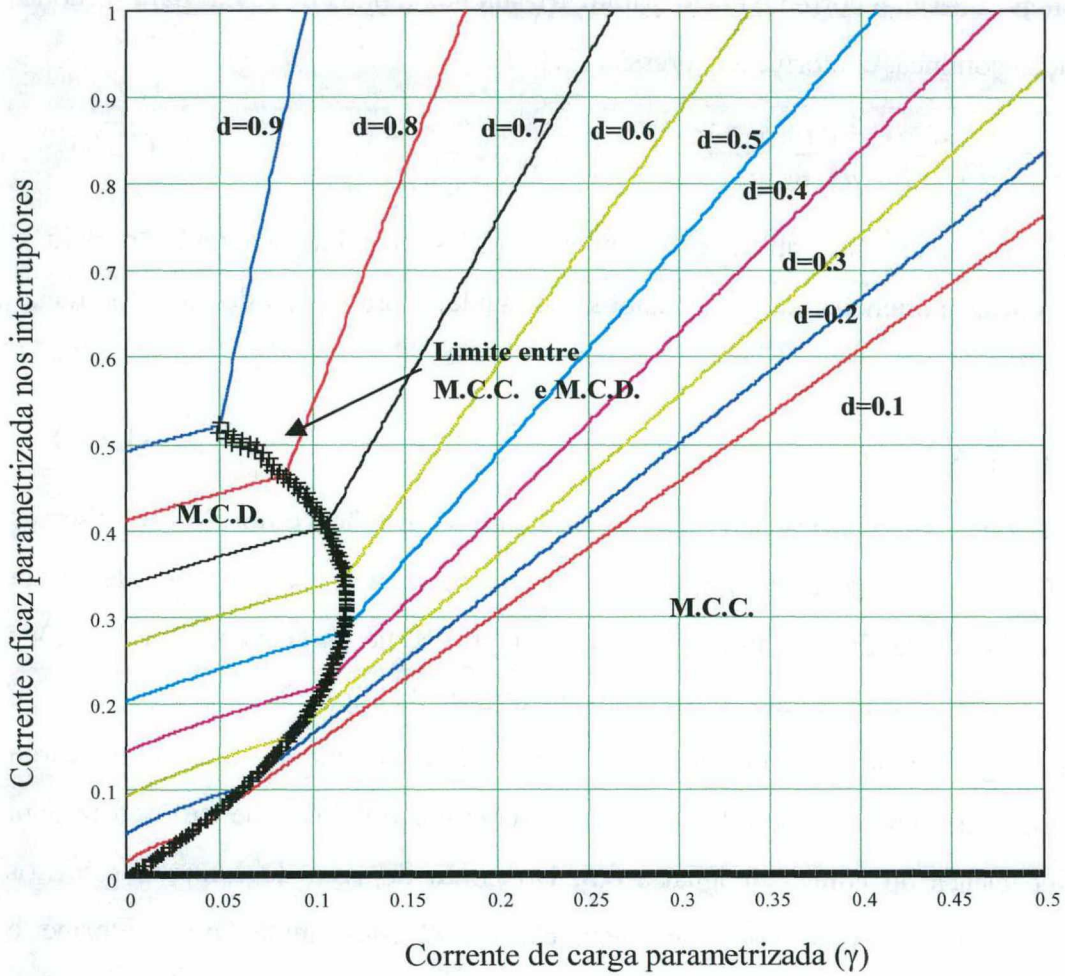


Fig. 1.21 - Corrente eficaz parametrizada nos interruptores em função da corrente de carga parametrizada, utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro, para os modos de condução contínua e descontínua.

Substituindo (1.107) em (1.106), obtém-se:

$$I_{Lmd} = \frac{E \cdot d}{4 \cdot f \cdot L} \quad (1.108)$$

Da etapa de transferência de potência, obtém-se:

$$I_M = \frac{\overline{E_o} - E}{L} \cdot \Delta t_d = \frac{\overline{E_o} - E}{L} \cdot (1 - d) \cdot \frac{T}{2} = \frac{(\overline{E_o} - E) \cdot (1 - d)}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.109)$$

Igualando-se as expressões (1.107) e (1.109) obtém-se

$$(\overline{E_o} - E) \cdot (1 - d) = E \cdot d \quad (1.110)$$

Reorganizando (1.110), obtém-se:

$$\frac{\overline{E_o}}{E} = \frac{1}{1 - d} \quad (1.111)$$



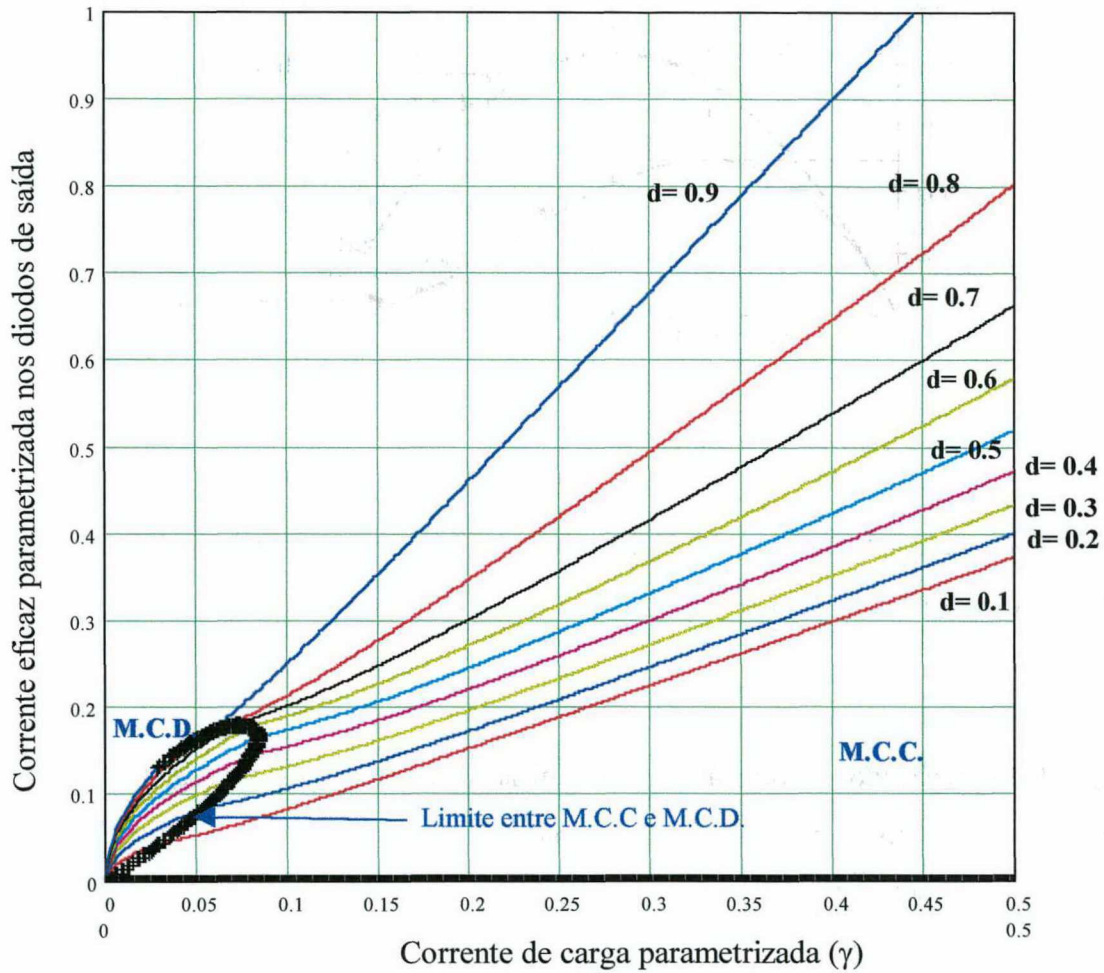


Fig. 1.22 - Corrente eficaz parametrizada nos diodos de saída em função da corrente de carga parametrizada  $\gamma$ , tendo como parâmetro a razão cíclica do conversor  $d$ , para os modos de condução contínua e descontínua.

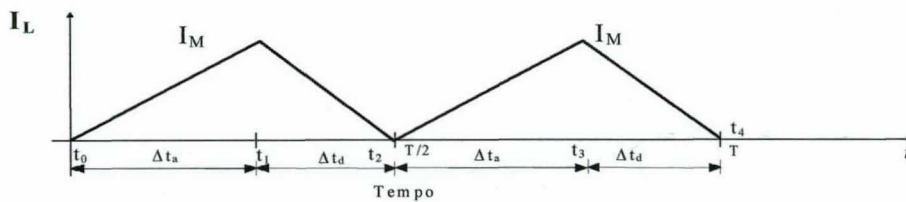


Fig. 1.23 - Corrente através indutor de entrada, para o modo de condução crítica.

Substituindo (1.111) em (1.108), tem-se:

$$I_{L_{mdcr}} = I_{E_{cr}} = \frac{\overline{E_o} \cdot (1-d) \cdot d}{4 \cdot f \cdot L} \quad (1.112)$$

Substituindo a relação entre as correntes médias de entrada e saída, dada pela expressão (1.56), em (1.112), obtém-se:

$$I_{o_{cr}} = \frac{\overline{E_o} \cdot a \cdot d \cdot (1-d)^2}{4 \cdot f \cdot L} \quad (1.113)$$

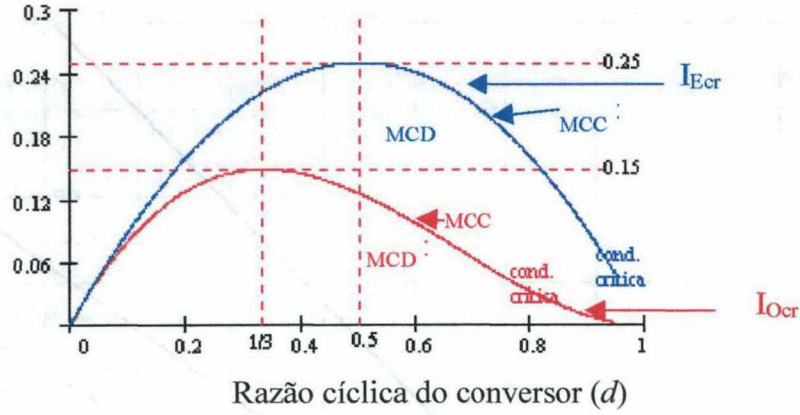


Fig. 1.24 - Comportamento da corrente média de entrada parametrizada  $I_{Ecr}$  e da corrente média de saída parametrizada  $I_{Ocr}$  no modo de condução crítica.

Parametrizando a expressão (1.112), considerando uma tensão de saída constante, obtém-se a expressão (1.114).

$$I_{L_{mdcr_{param}}} = \frac{4 \cdot f \cdot L}{E_o} \cdot I_{Ecr} = (1-d) \cdot d \quad (1.114)$$

Parametrizando a expressão (1.113), considerando uma tensão de saída constante e referindo a corrente de saída ao primário, obtém-se a expressão (1.115).

$$I_{O_{cr_{param}}} = \frac{4 \cdot f \cdot L}{E_o \cdot a} \cdot I_{Ocr} = d \cdot (1-d)^2 \quad (1.115)$$

Os valores máximos das expressões (1.114) e (1.115) são dados através das expressões (1.116) e (1.117) respectivamente.

$$I_{E_{cr_{max}}} = \frac{I_{Ecr}}{2} = \frac{\overline{E_o}}{f \cdot L} \cdot \frac{1}{16} \quad (1.116)$$

$$I_{O_{cr_{max}}} = \frac{I_{Ocr}}{3} = \frac{a \cdot \overline{E_o}}{f \cdot L} \cdot \frac{1}{27} \quad (1.117)$$

As expressões (1.114) e (1.115) são representadas na Fig.1.24, para uma tensão de carga referida ao primário constante. A partir da Fig.1.24, observa-se qualitativamente a potência obtida na saída (refletida em  $I_{Ocr}$ ), mantida uma tensão constante sobre a carga, para os modos de condução crítica e contínua.

### 1.8.1 INDUTÂNCIA CRÍTICA

A *indutância crítica* é aquela cujo valor determina a operação do conversor no modo de condução crítica. Este modo de operação não possui interesse prático, porém a



expressão da indutância crítica auxilia a definição do modo de operação no projeto do conversor.

A expressão da indutância crítica é encontrada igualando  $I_m$  a zero, na expressão (1.54), que determina  $I_m$  no modo condução contínua:

$$0 = \frac{I_o}{a \cdot (1-d)} - \frac{E \cdot d}{4 \cdot f \cdot L} \quad (1.118)$$

Isolando  $L$  em (1.118), obtém-se a expressão para a determinação da indutância crítica:

$$L_{crit} = \frac{a \cdot d \cdot (1-d) \cdot E}{4 \cdot f \cdot I_o} \quad (1.119)$$

A expressão (1.119) é essencial para a determinação do modo de operação desejado para o conversor. Para o projeto no modo de condução descontínua, a indutância escolhida deve possuir valor inferior ao obtido com a expressão (1.119).

## 1.9 DIMENSIONAMENTO DOS FILTROS DE CORRENTE NA ENTRADA E DE TENSÃO NA SAÍDA

A seguir, obtém-se as principais expressões relacionadas ao dimensionamento do indutor de entrada e do capacitor de filtragem da tensão de saída.

### 1.9.1 ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR DE ENTRADA

As expressões para as potências de entrada  $P_E$  e potência de saída  $P_S$ , são apresentadas abaixo:

$$P_E = E \cdot I_{E_{md}} = E \cdot I_{L_{md}} \quad (1.120)$$

$$P_S = E_o \cdot I_o = \frac{E_o^2}{R_o} \quad (1.121)$$

Substituindo a característica de transferência (1.6) em (1.121), obtém-se:

$$P_S = \frac{E^2}{a^2 \cdot (1-d)^2 \cdot R_o} \quad (1.122)$$



Fig. 1.25 - Ondulação da corrente no indutor de entrada, para o modo de condução contínua.

Igualando as expressões (1.120) e (1.122), e isolando  $I_{Lmd}$ , tem-se:

$$I_{Lmd} = \frac{E}{a^2 \cdot (1-d)^2 \cdot R_o} \quad (1.123)$$

A ondulação da corrente é representada pela expressão (1.124):

$$\Delta I_L = \frac{E}{L} \cdot \Delta t_a = \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.124)$$

Dividindo (1.124) por (1.123), obtém-se:

$$\frac{\Delta I_L}{I_{Lmd}} = \frac{d \cdot (1-d)^2 \cdot a^2 \cdot R_o}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.125)$$

Define-se:

$$Z_o = a^2 \cdot R_o \quad (1.126)$$

Onde  $Z_o$  corresponde à resistência de carga referida ao primário.

Parametrizando a expressão da ondulação de corrente (1.124), obtém-se a expressão (1.127):

$$\frac{2 \cdot f \cdot L}{Z_o} \cdot \frac{\Delta I_L}{I_{Lmd}} = \beta = d \cdot (1-d)^2 \quad (1.127)$$

A expressão (1.127) representa a ondulação de corrente no indutor de entrada. Está expressão é representada graficamente na Fig.1.25. Observa-se nesta figura que a ondulação máxima ocorre com a razão cíclica do conversor igual 0,33.

### 1.9.2 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA

Isolando  $L$  em (1.124):

$$L = \frac{E \cdot D}{2 \cdot f \cdot \Delta I_L} \quad (1.128)$$

A ondulação de corrente  $\Delta I_L$  é um parâmetro de projeto. Recomenda-se, para a operação no modo de condução contínua, manter este valor na faixa de 10% da corrente média no indutor de entrada, de forma a evitar excesso de perdas em condução nos interruptores.

### 1.9.3 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA

Nas análises realizadas até o momento, desconsiderou-se esta pequena ondulação, por tratar-se de um fenômeno de pouca influência. O estudo desta ondulação é no entanto necessário para projetar o capacitor de filtragem da tensão de saída adequadamente, de forma a garantir a validade da afirmação acima. A tensão e a corrente no capacitor de filtragem da tensão de saída são representadas na Fig.1.26.

Na Fig.1.26,  $\Delta V_C$  representa a ondulação da tensão do capacitor de saída. A partir desta figura, obtém-se:

$$I_o = C \cdot \frac{\Delta V_C}{\Delta t_a} \quad (1.129)$$

Substituindo a expressão (1.12) em (1.129), e isolando  $\Delta V_C$ , tem-se:

$$\Delta V_C = \frac{I_o}{C} \cdot \frac{d \cdot T}{2} \quad (1.130)$$

Como a tensão média no capacitor equivale à tensão média na carga, é possível escrever:

$$V_{C_{md}} = E_o = \frac{E/a}{1-d} \quad (1.131)$$

Isolando  $d$  na expressão (1.131), tem-se:

$$d = \frac{V_{C_{md}} - E/a}{V_{C_{md}}} \quad (1.132)$$

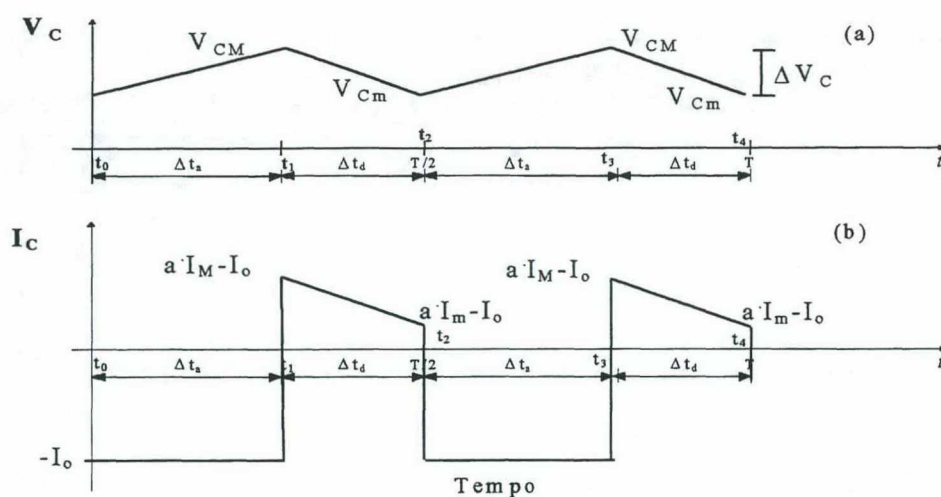


Fig. 1.26 - Tensão e corrente no capacitor de filtragem da tensão de saída.

Substituindo a expressão (1.132) em (1.130), obtém-se:

$$\Delta V_c = \frac{I_o}{2 \cdot f \cdot C} \cdot \frac{V_{c_{md}} - E/a}{V_{c_{md}}} \quad (1.133)$$

ou

$$\Delta V_c = \frac{I_o}{2 \cdot f \cdot C} \cdot \frac{\overline{E_0} - E}{\overline{E_0}} \quad (1.134)$$

▪ *Projeto do capacitor de filtragem da tensão de saída.*

Isolando C em (1.134), obtém-se:

$$C = \frac{I_o}{2 \cdot f \cdot \Delta V_c} \cdot \frac{\overline{E_0} - E}{\overline{E_0}} \quad (1.135)$$

## 1.10 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO PARA O MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

A seguir é apresentada a metodologia e um exemplo de projeto de um conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito.

### 1.10.1 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NOMINAIS DE PROJETO

Inicialmente definem-se os parâmetros nominais de projeto. São estes: tensão e potência na saída, frequência de operação e tensão na entrada. Os valores definidos para este projeto são apresentados na Tabela 1.5.



Tabela 1.5 - Parâmetros nominais de projeto.

Símbolo	Significado	Valor
$P_s$	Potência na Saída	1500 W
$E_o$	Tensão na Saída	60 V
$E$	Tensão na Entrada	246 V
$f$	Frequência de Chaveamento	50 kHz

A partir dos dados da Tabela 1.5, calculam-se:

- *Corrente média na saída ( $I_o$ ).*

Visto tratar-se de uma tensão constante na saída, a relação abaixo determina a corrente média na saída.

$$I_o = \frac{P_s}{E_o} = \frac{1500}{60} = 25 A$$

- *Resistência de carga ( $R_o$ ).*

A expressão abaixo determina a resistência de carga compatível com a tensão e a potência especificadas.

$$R_o = \frac{E_o^2}{P_s} = \frac{60^2}{1500} = 2,4 \Omega$$

### 1.10.2 DEFINIÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO

De acordo com a expressão (1.6), a determinação da relação de transformação e da razão cíclica do conversor configuram o ponto de operação, visto que os demais parâmetros foram determinados na etapa anterior. A seguir alguns critérios para a determinação do ponto de operação são estabelecidos.

Uma condição de contorno obrigatória é a satisfação da desigualdade citada no texto, e formalizada com a expressão (1.136):

$$\overline{E_o} > E \quad (1.136)$$

Substituindo os valores da Tabela 1.5, obtém-se

$$\alpha = \frac{Np}{Ns} > \frac{E}{E_o} = 4,1$$

Um critério de interesse que freqüentemente é um fator limitante para o projeto é a tensão sobre os interruptores, que atinge duas vezes a tensão de carga referida ao primário. Formalizando esta expressão, obtém-se:

$$V_s = 2 \cdot \overline{E_o} \quad (1.137)$$

Substituindo a expressão (1.6) em (1.137), obtém-se:

$$V_s = \frac{2 \cdot E}{1-d} \quad (1.138)$$

Observa-se portanto que a tensão sobre os interruptores ( $V_s$ ) independe da relação de transformação adotada.

Arbitra-se uma tensão máxima sobre as chaves de 800V.

Assim, obtém-se a razão cíclica máxima do conversor isolando  $d$  em (1.138)

$$d_{máx} = 1 - \frac{2 \cdot E}{V_{s_{máx}}} = 0,385$$

Estabelece-se portanto um ganho estático máximo em função da razão cíclica máxima. Assim:

$$q_{máx} = \frac{1}{1-d_{máx}} = 1,625$$

Admitindo uma variação da tensão de entrada de  $\pm 10\%$ , define-se a relação de transformação.

$$q_{máx} = 1,625 = a \cdot \frac{E_o}{E - 0,1 \cdot E} \Rightarrow a \cong 6$$

Isolando  $d$  em (1.6), obtém-se a razão cíclica nominal do conversor:

$$d = 1 - \frac{E}{E_o} = 1 - \frac{60}{360} = 0,317$$

### 1.10.3 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA

#### ▪ Cálculo da corrente média no indutor de entrada.

Procede-se inicialmente ao cálculo da corrente média no indutor de entrada, conforme a expressão (1.120).

$$I_{L_{md}} = I_o \frac{E_o}{E} = 6,1A$$

Define-se:

$$\Delta I_{Lo} = 10\% \cdot I_{L_{md}} = 0,1 \cdot 6,1 = 0,61A$$

O valor escolhido segue o critério de redução dos esforços de corrente nos interruptores. A partir da expressão (1.28), obtém-se:

$$L = \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot \Delta I_L} = \frac{246 \cdot 0,317}{2 \cdot 50.000 \cdot 0,61} = 1278 \mu H$$

#### 1.10.4 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA

Define-se:

$$\Delta V_o = 0,2V$$

O valor escolhido é coerente com a característica de tensão de saída constante.

Através da expressão (1.134), obtém-se o valor da capacitância de filtragem da tensão de saída.

$$C = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_o}{f \cdot \Delta V_o} \cdot \frac{\overline{E_o} - E}{\overline{E_o}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{25}{50.000 \cdot 0,2} \cdot \frac{360 - 60}{360} = 395,833 \mu F$$

#### 1.10.5 CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA DOS INTERRUPTORES

Para fins de controle, é necessário calcular a razão cíclica dos interruptores.

Isolando D na expressão (1.1), obtém-se:

$$D = \frac{d+1}{2} = \frac{0,317+1}{2} = 0,658$$

##### ▪ Tempo de habilitação dos interruptores

Para fins de simulação e implementação prática, é calculado o tempo de habilitação dos interruptores:

$$t_{chave} = D_{chave} \cdot T = 0,658 \cdot \frac{1}{50.000} = 13,167 \mu s$$



## 1.11 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

### 1.11.1 ARQUIVO DE SIMULAÇÃO

O conversor foi simulado com os parâmetros projetados, utilizando o programa Pspice 4.05. O arquivo de simulação é apresentado no quadro abaixo:

### Modo de Condução Contínua - Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente

```

Vin 1a 0 246V ;Tensão de Alimentação
L1 1a 1 1278u ic=25A ;Indutor de Entrada
S1 0 2 1G 0 smodel ;Interruptor Ideal S1
S2 0 3 2G 0 smodel ;Interruptor Ideal S2
RG1 1G 1V 0.1ohm ; Resistor de gate do interruptor S1
RG2 2G 2V 0.1ohm ; Resistor de gate do interruptor S2
V1 1V 0 pulse(0 15 0 100n 100n 13.167u 20u) ; sinal de comando do interruptor S1 (50KHz)
V2 2V 0 pulse(0 15 10u 100n 100n 13.167u 20u) ; sinal de comando do interruptor S2 (50KHz)
Lp1 2 1 5000mH ;Indutância magnetizante do enrolamento primário do transformador
Lp2 1 3 5000mH ;Indutância magnetizante do enrolamento primário do transformador
Rp 2 4 1meg ;Resistência utilizada para dar continuidade ao circuito, por convergência
LS2 4 5 138.889mH ;Indutância magnetizante do enrolamento secundário do transformador
LS2 5 6 138.889mH ;Indutância magnetizante do enrolamento secundário do transformador
k1 Lp1 Lp2 LS1 LS2 0.999999999999 ;fator de acoplamento do transformador Push-Pull ideal
D3 4 7 dmodel ;Diodo de saída
D4 6 7 dmodel ;Diodo de saída
Co 7 5 395.833uF IC=60V ;Capacitor de filtragem da tensão de saída
Ro 7 5 1.4ohm ;Resistor de carga
.lib
.model smodel vswitch(von=5 voff=1 ron=.01 roff=1meg)
.model dmodel d
.probe
.tran 1.000u 30.000m 0 100.000n uic ; *ipsp*
.options itl4 = 100 itl5 = 0 width = 132 reltol = 1m vntol = 1m ; *ipsp*
.end

```

Os nós apresentados no quadro acima correspondem aos nós da Fig.1.27.

### 1.11.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas via simulação.

A Fig.1.28 ilustra a tensão sobre o capacitor de filtragem da tensão de saída e a corrente no indutor de entrada. O enfoque deste estudo é a operação em regime permanente. Os picos de tensão e corrente observados devem-se à ausência de um sistema de controle adequado. Verifica-se, através desta escala, uma tensão constante na saída, com pequena ondulação, e uma corrente média aproximada à corrente eficaz no indutor de entrada.

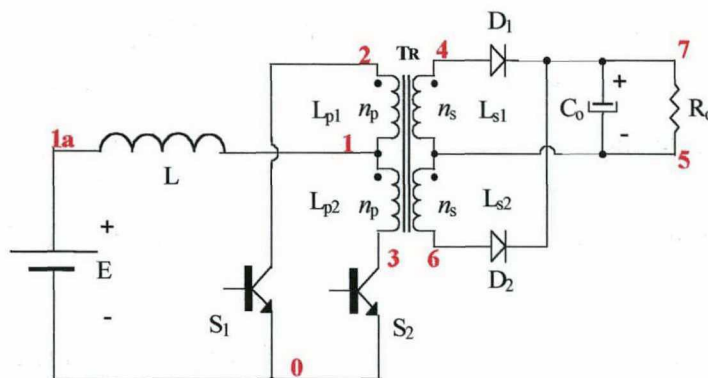


Fig. 1.27 - Circuito simulado.

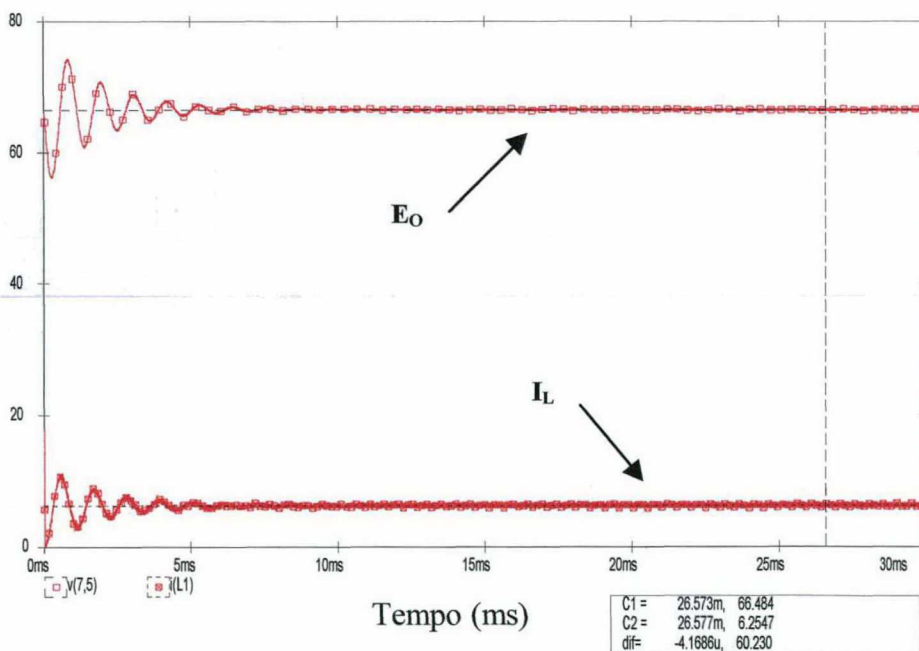


Fig. 1.28 - Corrente através do indutor de entrada e tensão sobre a saída.

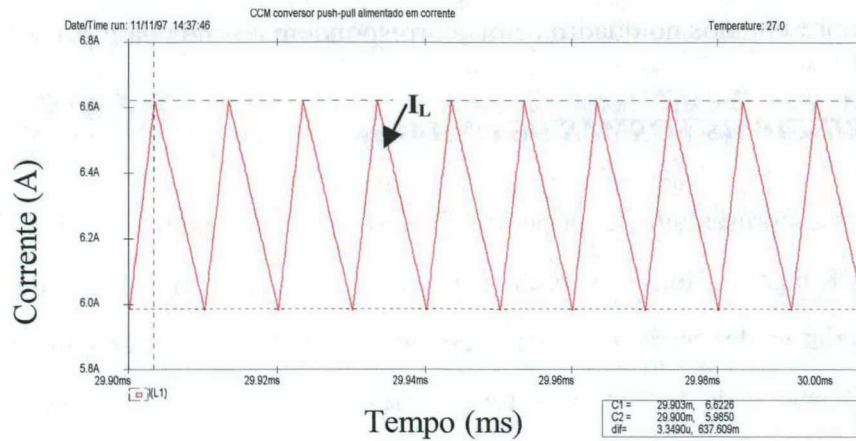


Fig. 1.29 - Ondulação da corrente através do indutor de entrada.

A Fig.1.29 ilustra a ondulação da corrente através do indutor de entrada. Confirma-se que seu valor é pequeno e o projeto é adequado (0,64A, 4,9% de erro). Além disto, verifica-se a proximidade dos valores calculados para as correntes máxima e mínima no indutor de entrada.

A Fig.1.30 ilustra a corrente através dos interruptores, onde claramente se verificam as fases de acumulação de energia (patamar igual à metade da corrente de entrada) e transferência de potência (patamar igual à corrente de entrada).

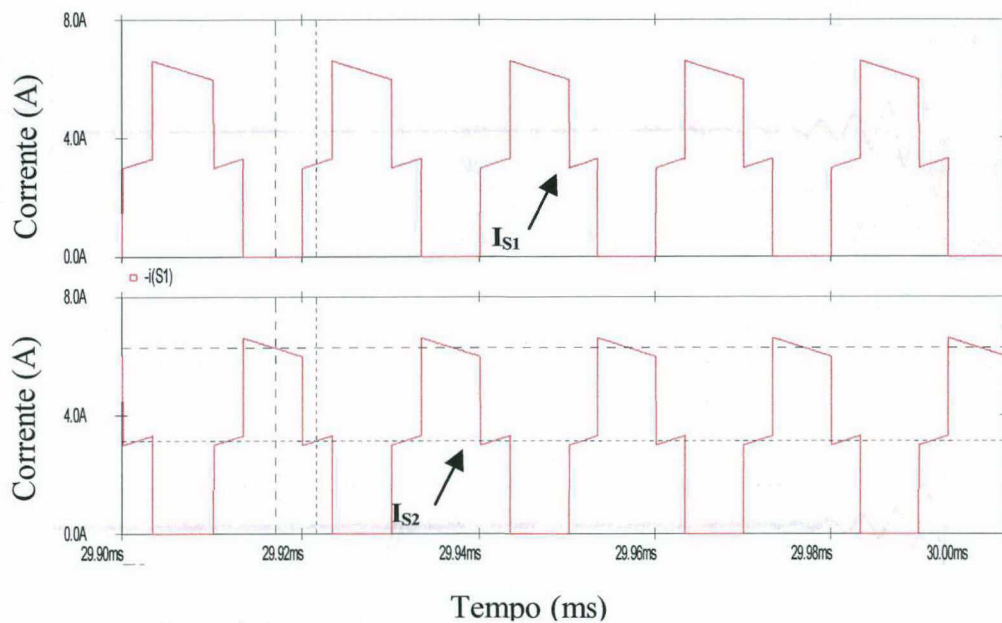


Fig. 1.30 - Corrente através dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .



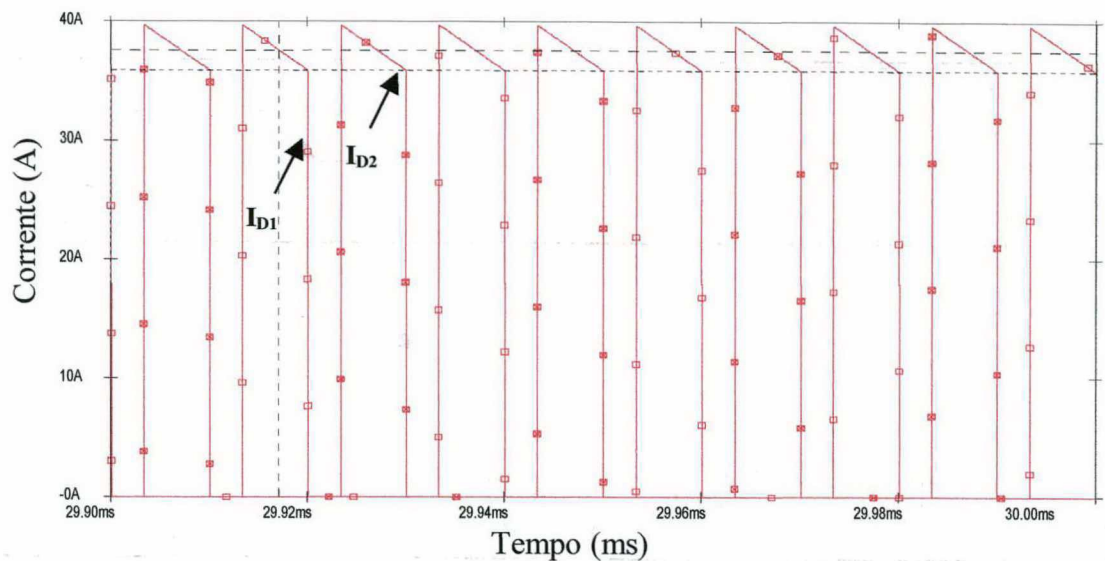


Fig. 1.31 - Corrente através dos diodos de saída.

A Fig.1.31 ilustra a corrente através dos diodos de saída. Observa-se que a corrente nos diodos segue o formato da corrente de entrada. Observa-se que a energia é entregue à carga em blocos.

Através da Fig.1.32, confirmam-se os valores da tensão no indutor de entrada, de acordo com a Tabela 1.4. Observa-se que a corrente no indutor de entrada possui taxas de crescimento e queda distintas, em função das tensões aplicadas nas etapas de acumulação de energia e transferência de potência.

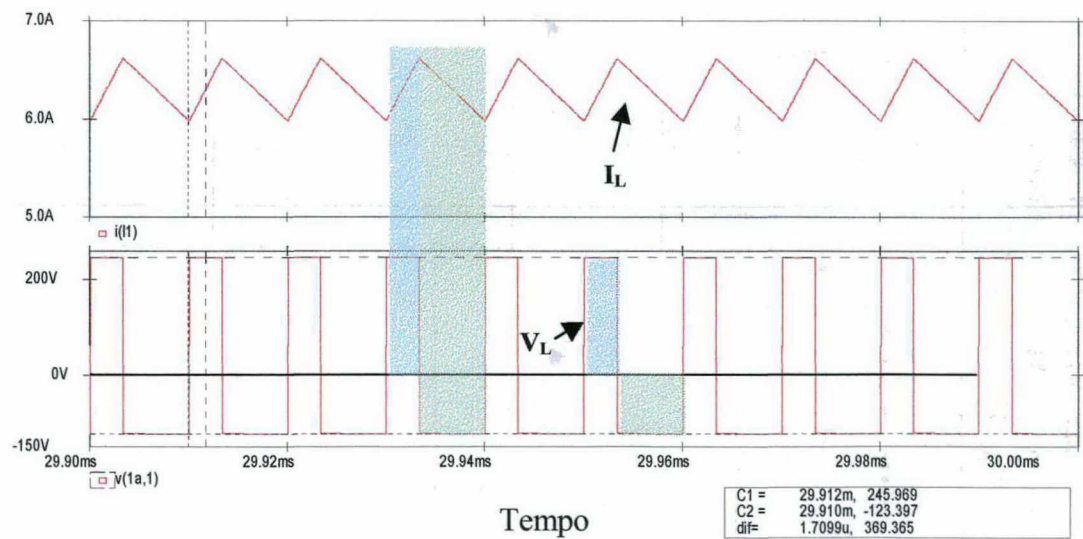


Fig. 1.32 - Corrente e tensão no indutor de entrada.

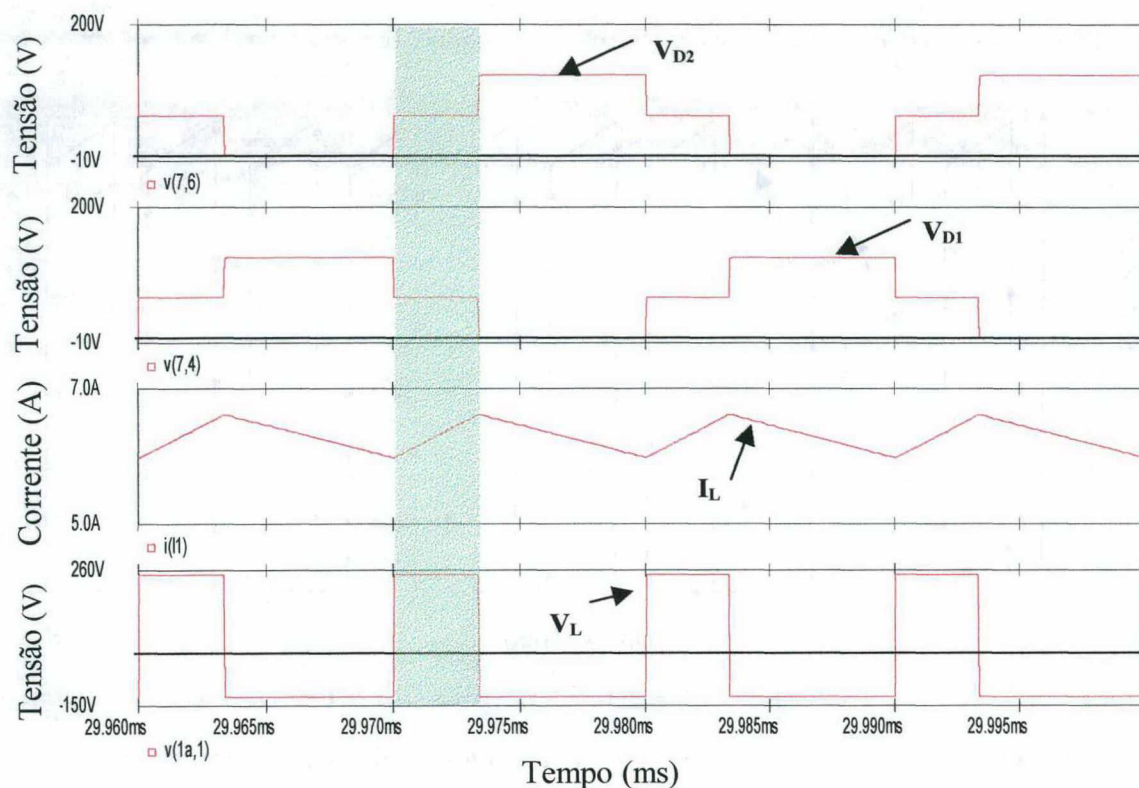


Fig. 1.33 - Tensão sobre o diodo  $D_2$ ; tensão sobre o diodo  $D_1$ ; corrente e tensão no indutor de entrada.

A Fig.1.33 ilustra as tensões sobre os diodos retificadores de saída e a tensão e corrente no indutor de entrada. A tensão máxima sobre os diodos retificadores de saída é igual a duas vezes a tensão sobre a carga. Durante a etapa de acumulação de energia, a tensão sobre os diodos de saída é igual à tensão sobre a carga, devido ao curto-circuito magnético no transformador *Push-Pull*.

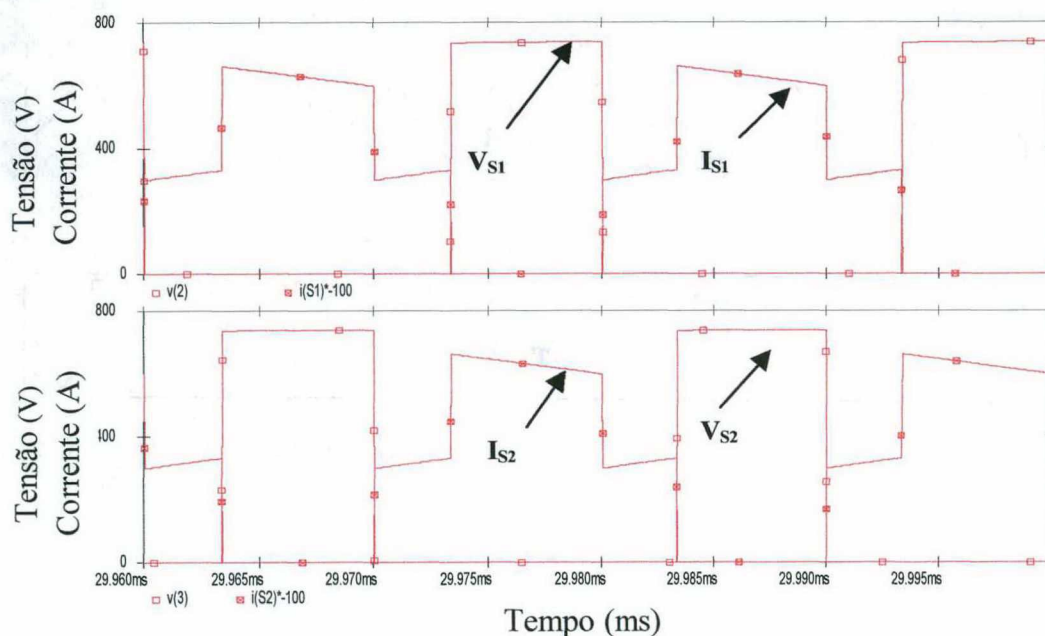


Fig. 1.34 - Tensão e corrente no interruptor  $S_1$ ; tensão e corrente no interruptor  $S_2$ .



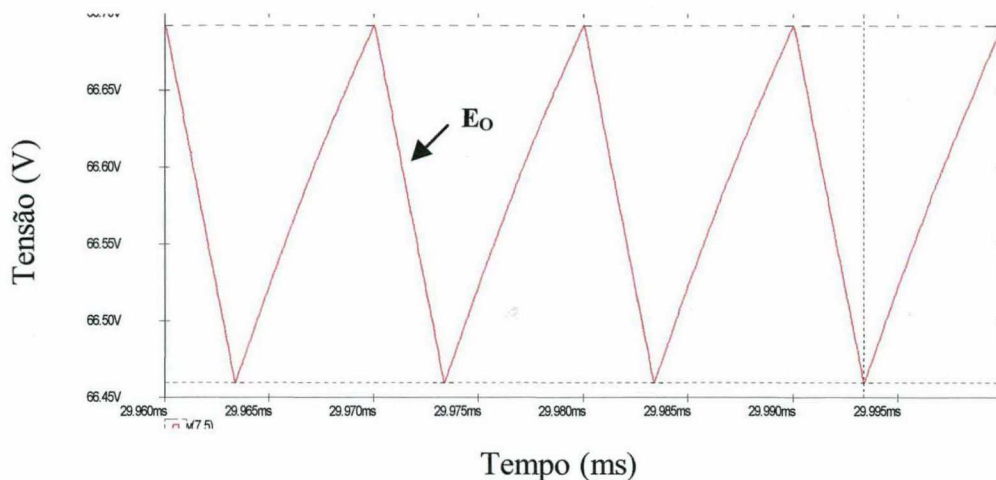


Fig. 1.35 - Ondulação de tensão sobre a carga.

A Fig.1.34 confirma a operação em conjunto nas etapas de acumulação de energia e a complementaridade nas etapas de transferência de potência, indicando a *simetria* do circuito. A tensão máxima nos interruptores equivale a duas vezes a tensão na carga referida ao primário. Este problema seria acentuado caso fosse considerada a energia das indutâncias de dispersão no transformador.

A Fig.1.35 ilustra a ondulação da tensão sobre a carga. Confirma-se o formato e valor esperado (0,23 V aproximadamente).

A Fig.1.36 ilustra o comando dos interruptores e sua relação com as principais etapas do circuito, confirmando as formas de onda básicas previstas. A corrente nos interruptores vista em uma escala um pouco maior justifica a aproximação por uma corrente constante nos cálculos de corrente eficaz.

A Fig.1.37 ilustra a tensão sobre as indutâncias primárias do transformador. A tensão negativa corresponde a segunda etapa e a tensão positiva corresponde a quarta etapa de operação. O valor das tensões corresponde a tensão de carga referida ao primário (aproximadamente 360V)

### 1.11.3 TABELA COMPARATIVA

Com o objetivo de validar a metodologia de projeto e as expressões determinadas para o cálculo dos esforços sobre os principais elementos do conversor, construiu-se a Tabela 1.6.

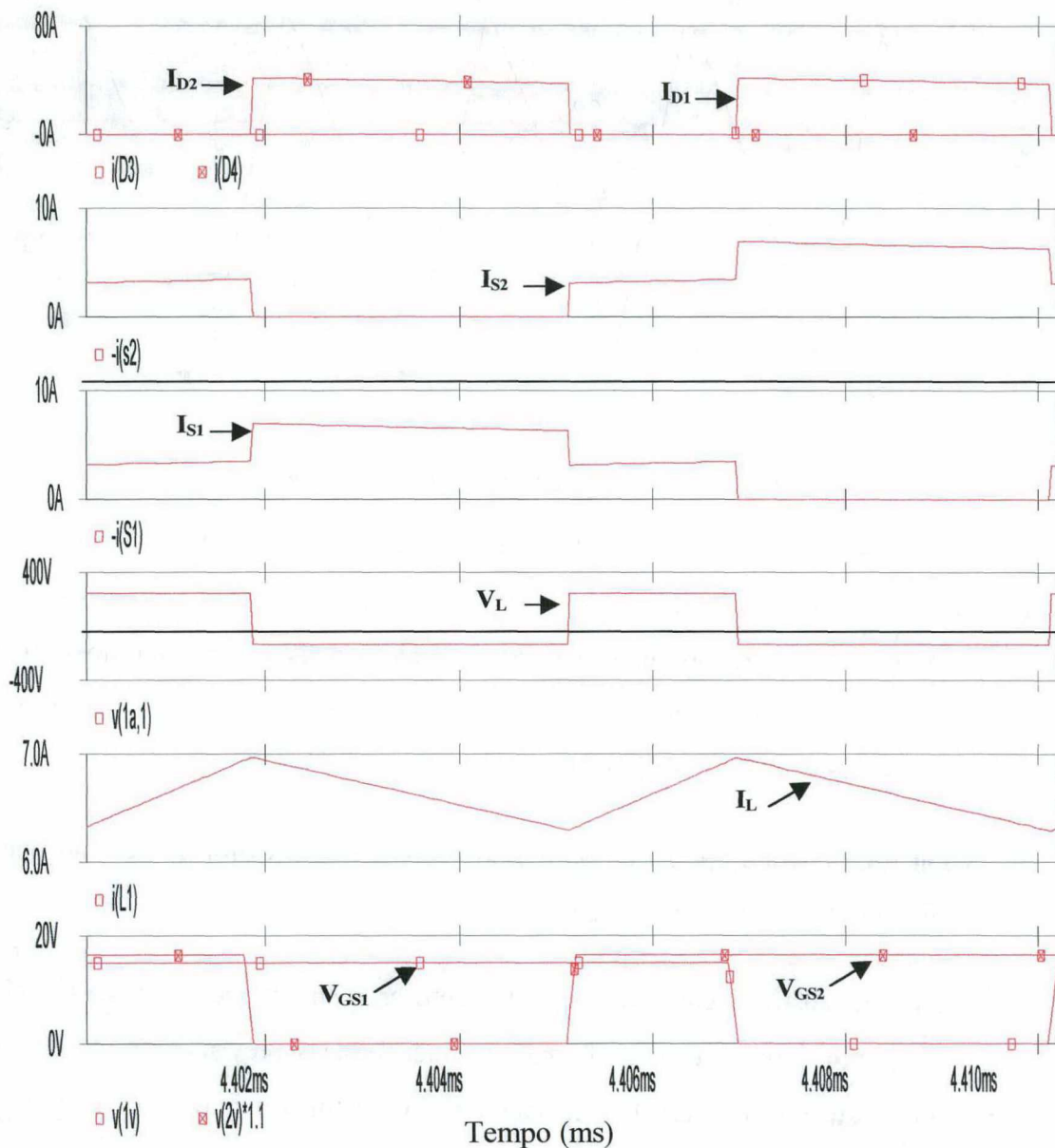


Fig. 1.36 - Corrente nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ ; corrente no interruptor  $S_1$ ; corrente no interruptor  $S_2$ ; tensão sobre o indutor de entrada; corrente através do indutor de entrada; comando dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  (comando de  $S_2$  multiplicado por 1.1 para diferenciação visual).

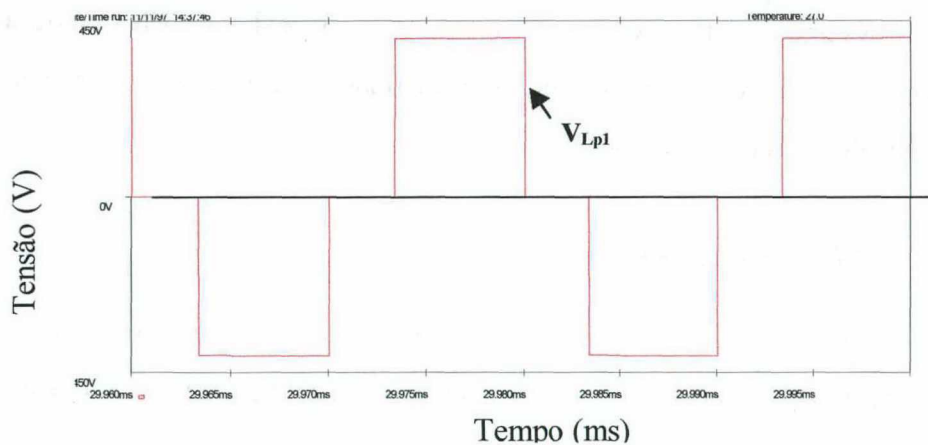


Fig. 1.37 - Tensão sobre as indutâncias primárias do transformador .

Nesta tabela figuram os valores teóricos (obtidos a partir das expressões determinadas), os valores práticos (obtidos a partir de simulação), e o valor percentual da diferença obtida.

Tabela 1.6 - Comparação entre valores teóricos e valores simulados, no modo de condução contínua.

EXPRESSÃO	VALOR TEÓRICO Vt	VALOR PRÁTICO Vp	ERRO RELATIVO $E_p\% = \left  \frac{V_p - V_t}{V_p} \right  \cdot 100\%$
<i>INDUTOR DE ENTRADA</i>			
$I_{L_{md}} = \frac{I_o}{a \cdot (1-d)}$	6,10 A	6,30 A	3,2%
$I_{L_{ef}} = I_{L_{md}}$	6,10 A	6,35 A	3,9%
$I_{L_p} = I_M = \frac{I_o}{a \cdot (1-d)} + \frac{E \cdot d}{4 \cdot f \cdot L}$	6,40 A	6,62 A	3,3%
<i>INTERRUPTORES E INDUTÂNCIAS PRIMÁRIAS DO TRANSFORMADOR</i>			
$I_{md\ S_1, S_2} = \frac{I_o}{2 \cdot a \cdot (1-d)} = \frac{I_{L_{md}}}{2}$	3,05 A	3,15 A	3,2%
$I_{ef\ S_1, S_2} = \frac{I_o}{2 \cdot a \cdot (1-d)} \cdot \sqrt{2-d}$	3,96 A	4,10 A	3,4%
<i>DIODOS</i>			
$I_{md\ D_1, D_2} = \frac{I_o}{2}$	12,5 A	12,60 A	0,8%
$I_{ef\ D_1, D_2} = a \cdot \sqrt{\left( \frac{I_o^2}{a^2 \cdot (1-d)^2} + \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{d \cdot E}{4 \cdot f \cdot L} \right)^2 \right) \cdot \frac{1-d}{2}}$	21,39 A	21,99 A	2,7%
$I_{D1, D2_p} = a \cdot I_M = \frac{a \cdot E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L}$	38,42	39,73 A	3,3%

Como observado na Tabela 1.6, os valores obtidos confirmam a metodologia de projeto proposta, visto que os erros percentuais observados entre os valores práticos (obtidos através simulação) e teóricos (obtidos a partir das expressões teóricas) não atingem 4%.



## 1.12 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO PARA O MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Os valores definidos para este projeto são idênticos ao projeto no modo de condução contínua, e são rerepresentados na Tabela 1.7.

### 1.12.1 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NOMINAIS DE PROJETO

Tabela 1.7 - Parâmetros nominais de projeto.

Símbolo	Significado	Valor
$P_s$	Potência na Saída	1500 W
$E_o$	Tensão na Saída	60 V
$E$	Tensão na Entrada	246 V
$f$	Frequência de Chaveamento	50 kHz

A partir dos dados da Tabela 1.7, calculam-se:

- *Corrente média na saída ( $I_o$ ).*

Visto tratar-se de uma tensão constante na saída, a relação abaixo determina a corrente média na saída.

$$I_o = \frac{P_s}{E_o} = \frac{1500}{60} = 25 A$$

- *Resistência de carga ( $R_o$ ).*

A expressão abaixo determina a resistência de carga compatível com a tensão e a potência especificadas.

$$R_o = \frac{E_o^2}{P_s} = \frac{60^2}{1500} = 2,4 \Omega$$

### 1.12.2 DEFINIÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO

De acordo com a expressão (1.29), o ponto de operação é configurado a partir da determinação da relação de transformação, da razão cíclica do conversor e da corrente de carga parametrizada.

Para permitir uma comparação direta entre os modos de condução contínua e descontínua, a relação de transformação obtida para o caso do modo de condução contínua é mantida. Portanto:

$$a=6$$

A tensão de saída referida ao primário é calculada abaixo:

$$\overline{E_o} = a \cdot E_o = 6 \cdot 60 = 360V$$

Rescrevendo (1.119), é possível definir a corrente de carga máxima para qualquer razão cíclica. Assim, tem-se que a corrente de carga máxima deve satisfazer a desigualdade (1.137) para garantir a operação no modo de condução descontínua.

$$gama < d \cdot (1 - d) \quad (1.139)$$

Conforme visto anteriormente, a razão cíclica que permite a maior transferência de potência equivale a 0,5, e a corrente de carga parametrizada máxima para esse modo de operação equivale a 0,25. Do ponto de vista de transferência de energia, é favorável a operação mais próxima possível do modo de condução crítica. Entretanto, a medida que se aproxima do modo de condução crítica, a necessidade de um controle preciso do conversor aumenta.

### 1.12.3 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA

- *Cálculo da corrente média no indutor de entrada.*

Conforme a expressão (1.120), escreve-se:

$$I_{L_{md}} = I_o \frac{E_o}{E} = 6,1A$$

- *Cálculo da indutância crítica do conversor:*

Determina-se inicialmente a razão cíclica do conversor, no modo de condução contínua.

$$d = 1 - \frac{E}{E_o} = 1 - \frac{60}{360} = 0,317$$

A indutância crítica, para a razão cíclica acima, é determinada conforme (1.119):

$$L_{cr} = \frac{a \cdot (1 - d) \cdot d \cdot E}{4 \cdot f \cdot I_o} = \frac{6 \cdot (1 - 0,317) \cdot 0,317 \cdot 246}{4 \cdot 50.000 \cdot 25} = 63,878 \mu H$$



O indutor escolhido deve portanto possuir um valor inferior ao valor escolhido para garantir a condução descontínua.

Portanto arbitra-se:

$$L=28,878\mu\text{H}$$

Obs.:

- Não é recomendável uma redução drástica do indutor de entrada em relação ao valor crítico, pois ocorreria um aumento exacerbado das perdas em condução nos interruptores e nos diodos.

A partir da equação (1.78), que representa a corrente média no indutor de entrada, para condução descontínua, tem-se:

$$I_{Lmd} = \frac{E \cdot d^2}{4 \cdot f \cdot L} \cdot \left( \frac{\overline{E_o}}{\overline{E_o} - E} \right) = \frac{246 \cdot 0,317^2}{4 \cdot 50.000 \cdot 28,878} \cdot \frac{360}{360 - 246} = 13,488\text{A}$$

O valor acima é maior do que o valor desejado, e portanto deve-se encontrar o novo valor de  $d$ , que garanta o valor de corrente média especificado (6,1A)

Isolando  $d$  em (1.194), tem-se:

$$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{(\overline{E_o} - E) \cdot I_{Lmd} \cdot f \cdot L}{\overline{E_o} \cdot E}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{(360 - 246) \cdot 6,1 \cdot 50.000 \cdot 28,78\mu}{360 \cdot 246}} = 0,213$$

#### 1.12.4 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA

Define-se:

$$\Delta V_o = 0,2\text{V}$$

O valor escolhido é coerente com a característica de tensão de saída constante.

Através da expressão (1.135), obtém-se o valor da capacitância de filtragem da tensão de saída.

$$C = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_o}{f \cdot \Delta V_o} \cdot \frac{\overline{E_o} - E}{\overline{E_o}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{25}{50.000 \cdot 0,2} \cdot \frac{360 - 60}{360} = 395,833\mu\text{F}$$

### 1.12.5 CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA DOS INTERRUPTORES

Para fins de controle, é necessário calcular a razão cíclica dos interruptores. Isolando D na expressão (1.1), obtém-se:

$$D = \frac{d+1}{2} = \frac{0,21+1}{2} = 0,605$$

- *Tempo de habilitação dos interruptores.*

Para fins de simulação e implementação prática, é calculado o tempo de habilitação dos interruptores:

$$t_{chave} = D_{chave} \cdot T = 0,605 \cdot \frac{1}{50.000} = 12,1\mu s$$

### 1.13 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO, PARA O MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

O conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito foi simulado no modo de condução descontínua a partir dos parâmetros projetados, utilizando o programa Pspice 4.05.

O arquivo de simulação é apresentado no quadro abaixo:

```

MCD conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito
Vin 1a 0 246V           ;Tensão de alimentação
L1 1a 1 28.878uH ic=25A ;Indutor de entrada
S1 0 2 1G 0 smodel      ;Interruptor ideal S1
S2 0 3 2G 0 smodel      ;Interruptor ideal S2
RG1 1G 1V 0.1ohm        ;Resistor de gate de S1
RG2 2G 2V 0.1ohm        ;Resistor de gate de S2
*Comando do conversor, frequência de 50KHz
V1 1V 0 pulse(0 15 0 100n 100n 11.129u 20u) ;sinal de comando do interruptor S1
V2 2V 0 pulse(0 15 10u 100n 100n 11.129u 20u) ;sinal de comando do interruptor S2
*Transformador Push-Pull
Lp1 2 1 5000mH           ;Indutância magnetizante do enrolamento primário
Lp2 1 3 5000mH           ;Indutância magnetizante do enrolamento primário

```

```

Rp 2 4 1meg           ;Resistor utilizado para dar continuidade ao circuito, incluído no arquivo de
; simulação para permitir a convergência das rotinas do programa Pspice4.05.

Ls1 4 5 138.889mH      ;Indutância magnetizante do enrolamento secundário
Ls2 5 6 138.889mH      ;Indutância magnetizante do enrolamento secundário

k1 Lp1 Lp2 Ls1 Ls2 0.999999999999 ;Fator de acoplamento do transformador Push-Pull ideal

* Estágio de Saída

D3 4 7 dmodel          ;Diodo retificador de saída
D4 6 7 dmodel          ;Diodo retificador de saída

Co 7 5 395.833uF IC=60V ;Capacitor de filtragem da tensão de saída

Ro 7 5 1.4ohm          ;Resistor de carga

.lib

.model smodel vswitch(von=5 voff=1 ron=.01 roff=1meg)

.model dmodel d

.probe

.tran 1.000u 30.000m 0 100.000n uic ; *ipsp*

.options itl4 = 100 itl5 = 0 width = 132

+reftol = 1m vntol = 1m ; *ipsp*

.end

```

Os nós apresentados no quadro acima correspondem aos nós da Fig.1.38.

### 1.13.1 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A seguir são apresentadas as principais formas de onda do conversor obtidas por simulação para o modo de condução descontínua.

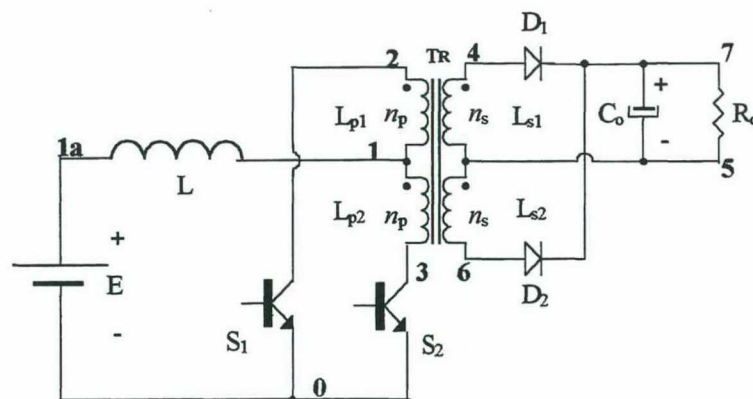


Fig. 1.38 - Circuito simulado.



A Fig.1.39 ilustra a corrente através do indutor de entrada. A energia é transferida em blocos. Percebe-se claramente que esta não é uma forma eficiente de transferir energia, pois durante o intervalo em que a corrente é nula o conversor não serve a propósito algum. O valor máximo da corrente (19,52A) aproxima-se ao valor de calculado (18,14A).

A Fig.1.40 ilustra a corrente através dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . A entrada em condução dos interruptores é naturalmente sob corrente nula. Dada a forma de onda da corrente, a razão entre a corrente eficaz e a corrente média nos interruptores é elevada, aumentando necessariamente o custo do interruptor.

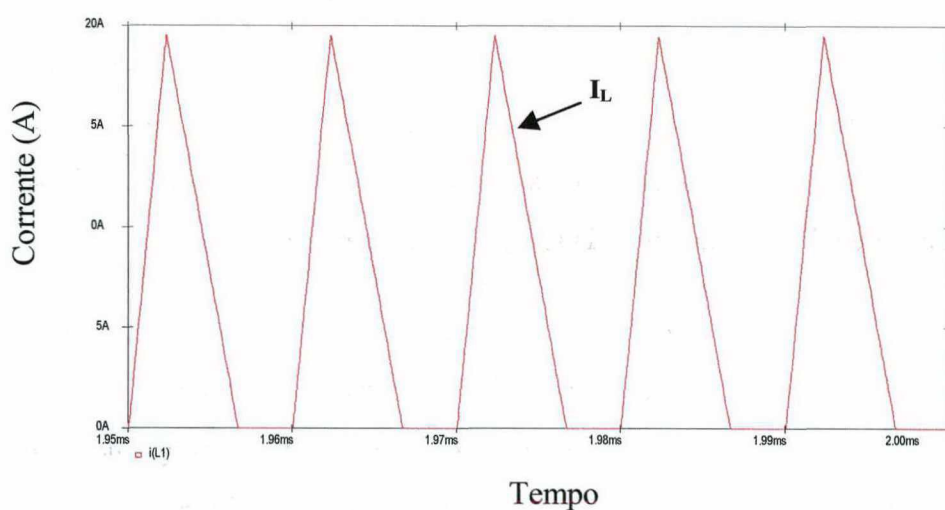


Fig. 1.39 - Corrente através do indutor de entrada.

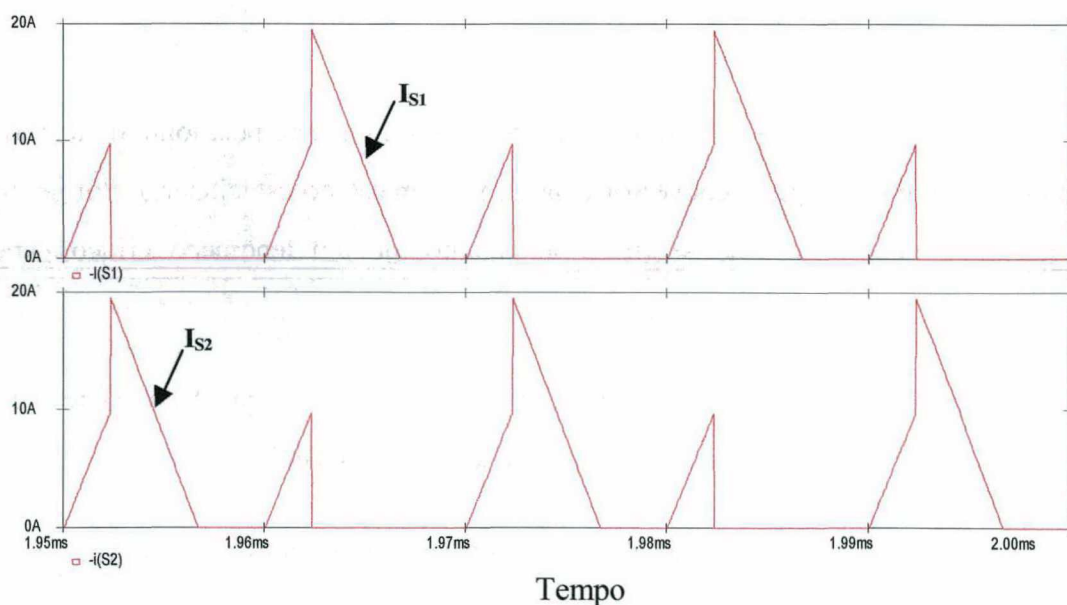


Fig. 1.40 - Corrente através dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ .

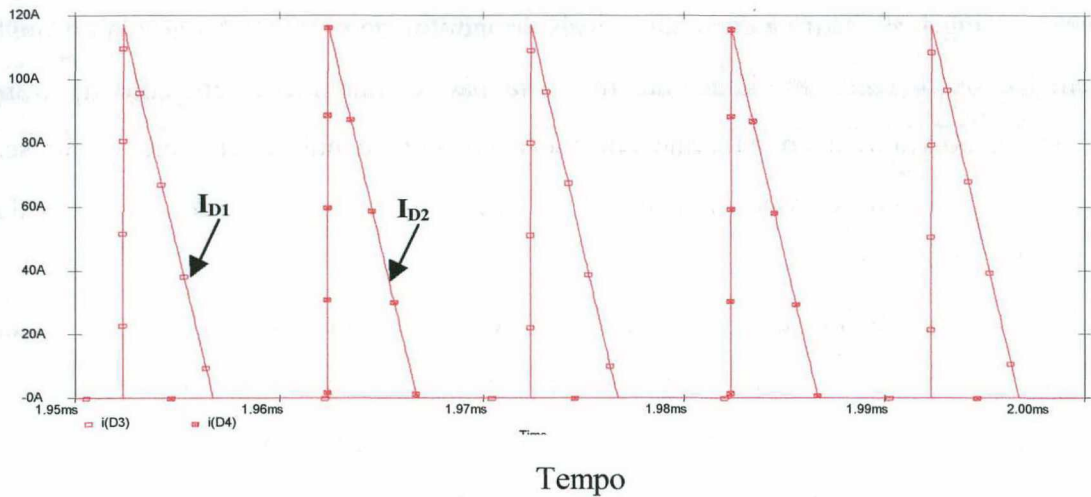


Fig. 1.41 - Corrente através dos diodos de saída  $D_1$  e  $D_2$ .

A Fig.1.41 ilustra a corrente através dos diodos de saída  $D_1$  e  $D_2$ . A corrente eficaz nos diodos é particularmente elevada porque o seu valor máximo equivale ao valor máximo da corrente no indutor de entrada multiplicado pela relação de transformação. Este é um fator que limita o aumento da relação de transformação.

A Fig.1.42 ilustra as tensões sobre os diodos de saída e a corrente e tensão no indutor de entrada. Verificam-se as formas de onda ilustradas nas Figs. 1.8(g) e 1.8(h). Durante as etapas de transferência de potência e acumulação de energia no indutor de entrada, as tensões neste e nos diodos são idênticas ao caso de condução contínua, adquirindo valores intermediários durante o estado estacionário, conforme especificado na Tabela 1.4.

A Fig.1.43 ilustra que a tensão nos interruptores é imposta pela fonte de tensão de entrada nas etapas em que o conversor conserva-se em estado estacionário. Por ser uma tensão de valor inferior, não se trata, no entanto, de um fenómeno crítico para o conversor.

A Fig.1.44 ilustra a ondulação de tensão sobre a carga. Verifica-se que a ondulação é de pequena amplitude, e aproxima-se do valor calculado.

A Fig.1.45 ilustra a tensão sobre o enrolamento primário do transformador  $L_{p1}$ . Observam-se as etapas de transferência de potência (patamar superior), estado estacionário (patamar inferior), e acumulação de energia (tensão nula).



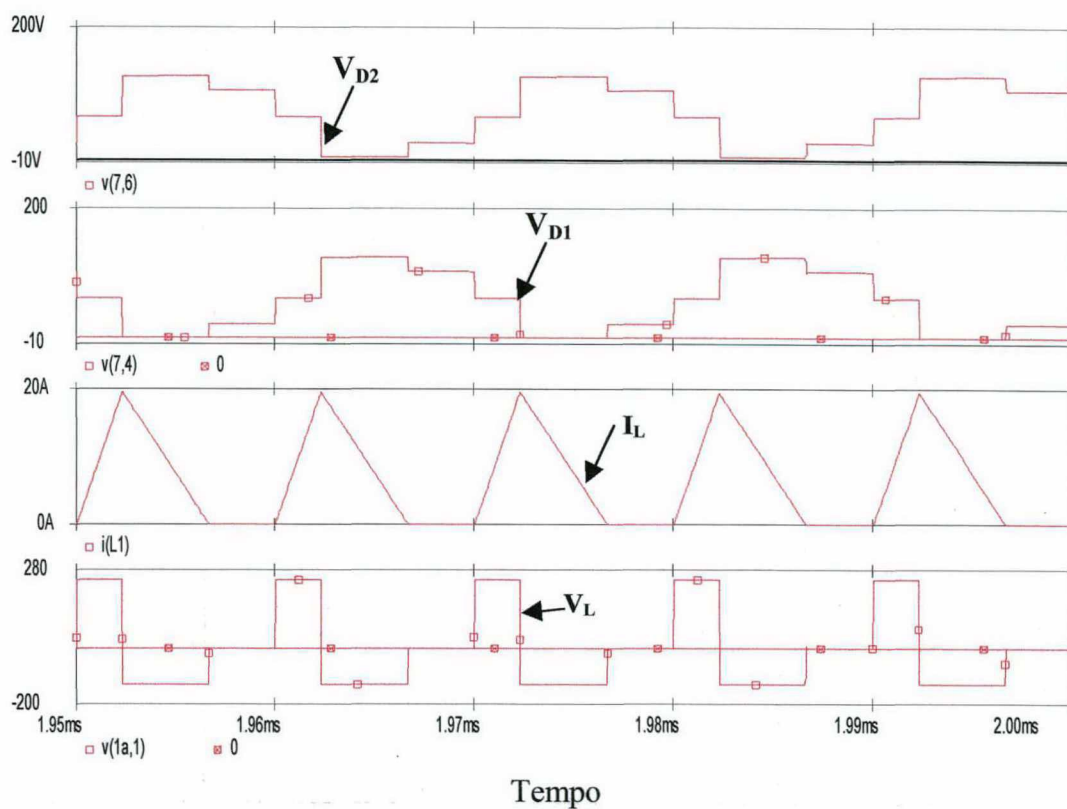


Fig. 1.42 - Tensão sobre o diodo  $D_2$ ; tensão sobre o diodo  $D_1$ ; corrente e tensão no indutor de entrada.

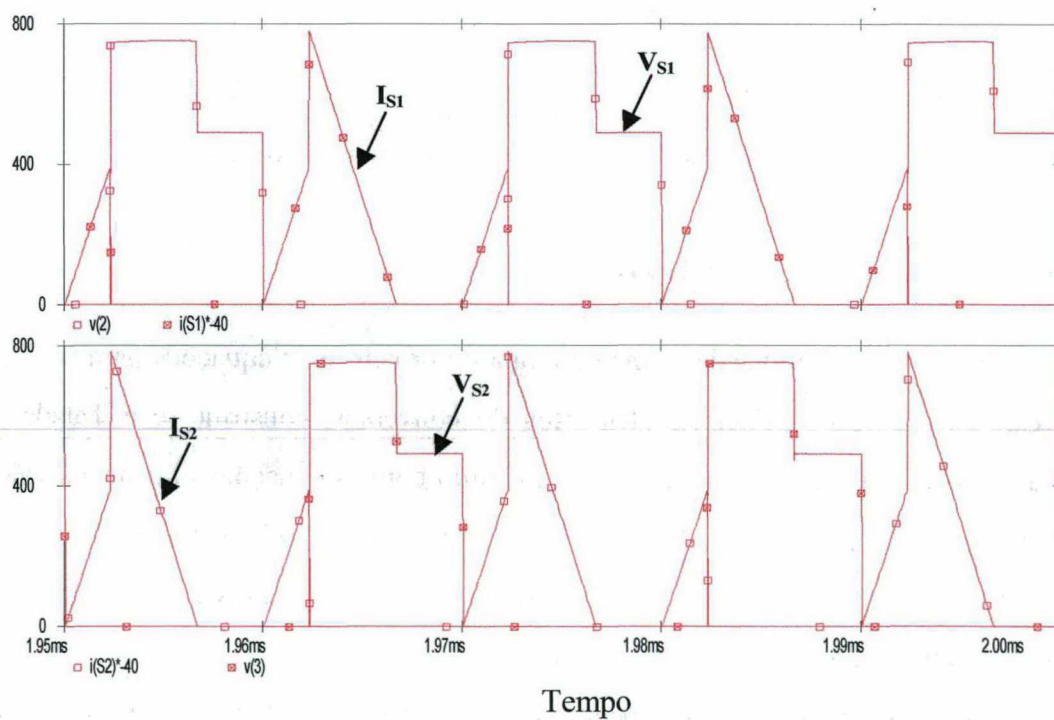


Fig. 1.43 - Tensão e corrente no interruptor  $S_1$ ; tensão e corrente no interruptor  $S_2$ .

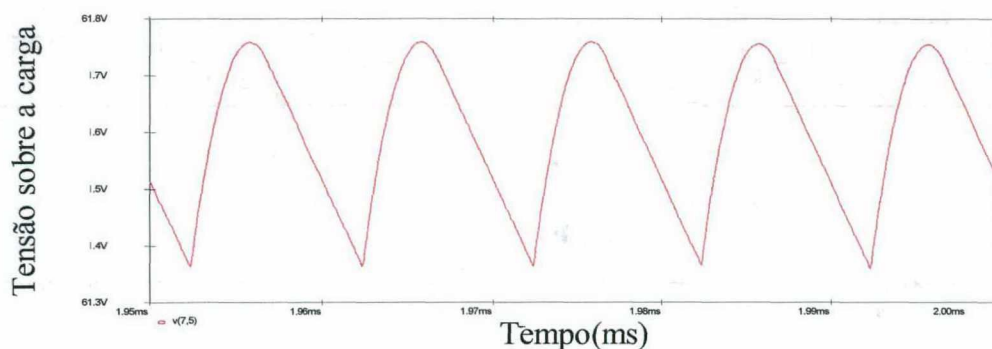
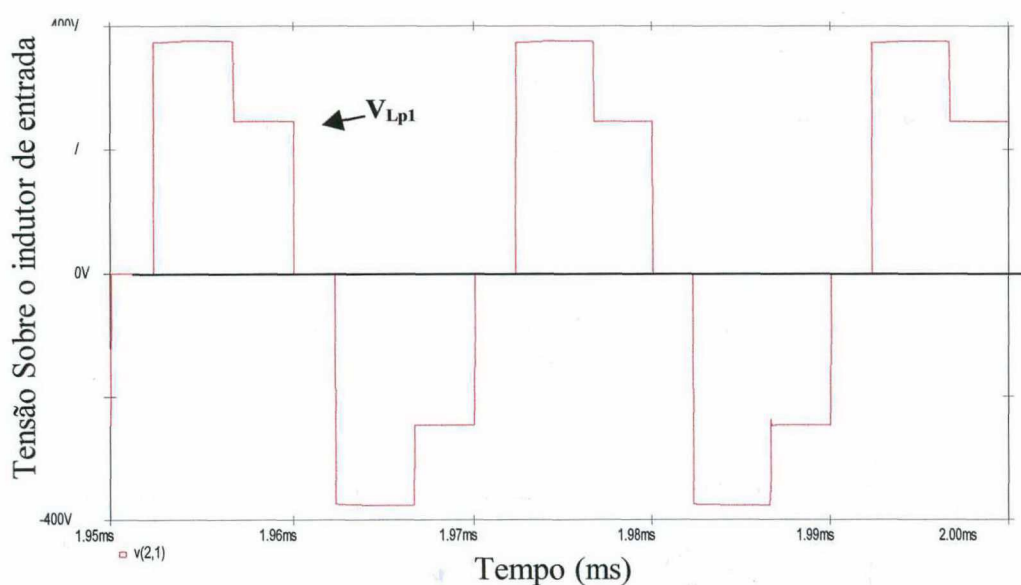


Fig. 1.44 - Ondulação de tensão sobre a carga.

Fig. 1.45 - Tensão sobre o enrolamento primário do transformador  $L_{p1}$ .

### 1.13.2 TABELA COMPARATIVA

Com o objetivo de validar a metodologia de projeto e as equações para o cálculo dos esforços sobre os principais elementos do conversor, construiu-se a Tabela 1.8. Nesta tabela figuram os valores teóricos, de acordo com as equações obtidas, os valores práticos, obtidos a partir de simulação e o valor percentual da diferença obtida.

Os valores obtidos confirmam a metodologia de projeto apresentada, visto que os erros percentuais são de pequena relevância.

Observa-se também um incremento de aproximadamente 45% nos valores eficazes das correntes nos interruptores e nos diodos, em relação ao modo de condução contínua, para a mesma potência.

Tabela 1.8 - Comparação entre valores teóricos e valores simulados, para o modo de condução descontínua.

FÓRMULA	VALOR TEÓRICO Vt	VALOR SIMULADO Vs	ERRO RELATIVO $E_p\% = \left  \frac{V_s - V_t}{V_s} \right  \cdot 100\%$
<b>INDUTOR DE ENTRADA</b>			
$I_{L_{md}} = \frac{E \cdot d^2}{4 \cdot f \cdot L} \cdot \left( \frac{\overline{E_o}}{\overline{E_o} - E} \right)$	6,1 A	6,53 A	6,6%
$I_{L_{ef}} = \frac{E \cdot d}{6 \cdot f \cdot L} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot d \cdot \overline{E_o}}{\overline{E_o} - E}}$	8,60 A	9,24 A	6,9%
$I_{Lp} = I_M = \frac{E \cdot d}{2 \cdot f \cdot L}$	18,14 A	19,52 A	1,9%
<b>INTERRUPTORES E INDUTÂNCIAS PRIMÁRIAS DO TRANSFORMADOR</b>			
$I_{S1,S2,Lp1,Lp2_{md}} = \frac{E \cdot d^2}{8 \cdot f \cdot L} \cdot \left( \frac{\overline{E_o}}{\overline{E_o} - E} \right)$	3,05 A	3,26 A	6,5%
$I_{S1,S2,Lp1,Lp2_{ef}} = \frac{E \cdot d}{12 \cdot f \cdot L} \cdot \sqrt{3 \cdot d \cdot \left( \frac{\overline{E_o} + E}{\overline{E_o} - E} \right)}$	5,57 A	5,94 A	6,2%
<b>DIODOS</b>			
$I_{D1,D2_{md}} = \frac{a \cdot (d \cdot E)^2}{8 \cdot f \cdot L \cdot (\overline{E_o} - E)}$	12,5 A	12,83 A	2,6%
$I_{D1,D2_{ef}} = \frac{a \cdot E \cdot d}{12 \cdot f \cdot L} \cdot \sqrt{\frac{6 \cdot E \cdot d}{\overline{E_o} - E}}$	30,11 A	31,71 A	5,0%

## 1.14 CONCLUSÃO

Demonstrou-se através das características de transferência e de carga a similaridade do comportamento do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito com o conversor *Boost*. Obteve-se este resultado utilizando como parâmetro a *razão cíclica do conversor*. Através deste artifício, as equações envolvendo



a análise teórica do conversor simplificam-se e assemelham-se às equações correspondentes no conversor *Boost*.

Percebe-se em alguns aspectos uma relação de dualidade deste conversor em relação ao conversor *Push-Pull* convencional. Abaixo estão relacionadas algumas características de dualidade (*Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito x *Push-Pull* Convencional):

- Corrente constante na entrada (no modo de condução contínua) x Tensão constante na saída.
- Razão cíclica dos interruptores superior a 0,5 x Razão cíclica dos interruptores inferior a 0,5.
- Fluxo no núcleo do transformador imposto por corrente (fluxo constante no núcleo) x Fluxo imposto por tensão (fluxo acumulativo em função de desequilíbrios nos tempos de condução dos interruptores)

Os esforços sobre os interruptores e demais elementos do conversor são elevados no modo de condução descontínua, limitando a sua relação potência/custo. As perdas em condução no modo de condução contínua são muito menores para a mesma potência (observar as Tabelas 1.6 e 1.8, onde se verifica uma elevação de aproximadamente 45% nos valores das correntes eficazes, para a mesma potência de saída).

As baixas perdas em condução associadas à independência do ganho estático em relação à carga, tornam o modo de condução contínua preferível para a maioria das aplicações.

As metodologias de projeto e as expressões obtidas para o cálculo dos esforços sobre os interruptores foram validadas através de simulações.

Este estudo abordou o conversor de forma idealizada, procurando definir suas principais características (princípio de operação, características de carga e transferência, metodologia simples de projeto) Conforme esta perspectiva, não foram abordadas questões como o rendimento do conversor e consequências decorrentes do uso de um transformador real. A sequência natural desta pesquisa é o estudo dos problemas

decorrentes da inclusão das principais não-idealidades do conversor, e a busca de alternativas satisfatórias para solucioná-los.



## CAPÍTULO 2

# ESTUDO DOS CONVERSORES PUSH-PULL ALIMENTADOS EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO PASSIVO E COM GRAMPEAMENTO PASSIVO PARCIALMENTE REGENERATIVO

### 2.1 INTRODUÇÃO

A Fig.2.1 ilustra o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com um transformador *Push-Pull* não ideal. As indutâncias de dispersão são representadas apenas nos enrolamentos primários, onde sua influência no funcionamento do circuito é maior. Desconsidera-se também o efeito de sua indutância magnetizante.

As indutâncias de dispersão estão dispostas em série com os interruptores principais, acumulando energia no intervalo em que os interruptores conduzem. A abertura dos interruptores principais constitui-se em um problema, pois a energia acumulada nas indutâncias de dispersão é impedida de circular no circuito. Isto resulta em uma descarga súbita, em forma de sobretensão nos interruptores, tornando inviável a sua implementação prática.

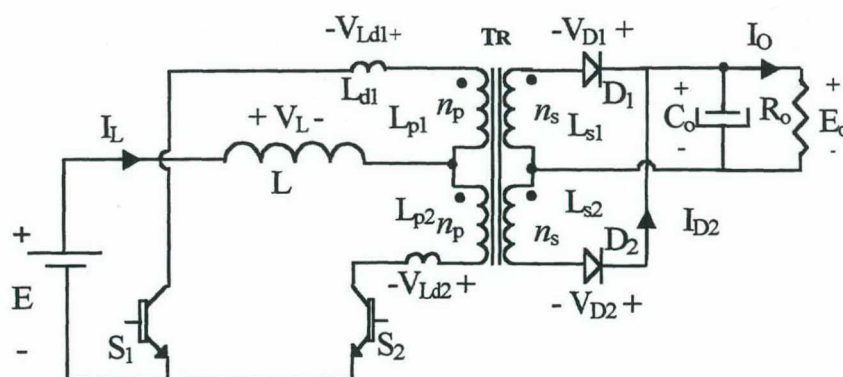


Fig. 2.1 - Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente, com transformador Push-Pull não ideal.

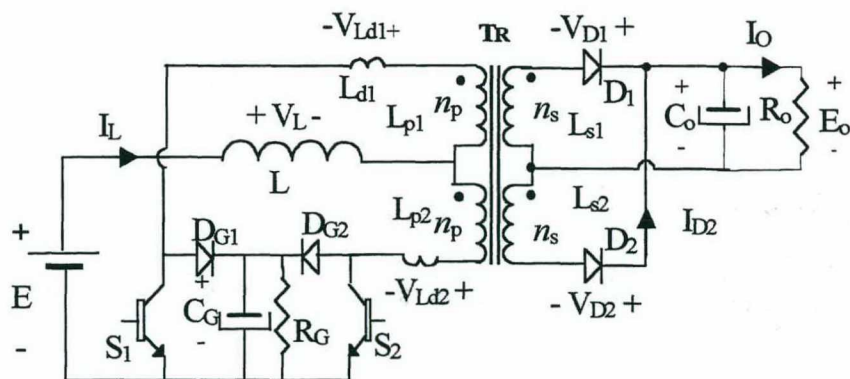


Fig. 2.2 - Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.

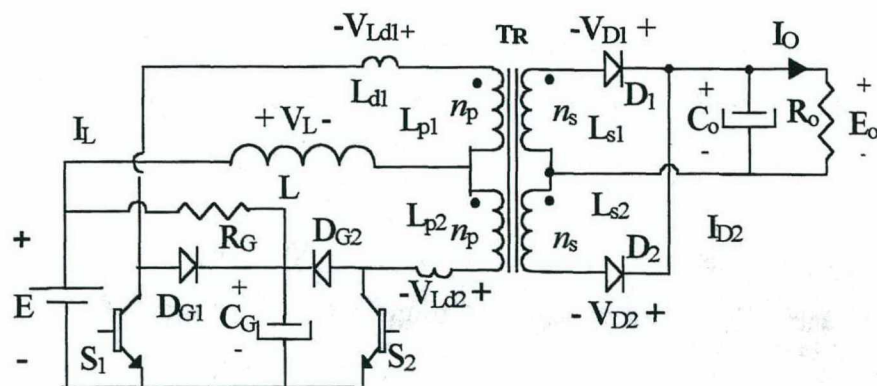


Fig. 2.3 - Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

A Fig.2.2 ilustra o conversor *Push-Pull* com Grampeamento Passivo. A técnica de grampeamento passivo consiste em permitir a circulação (via diodos de grampeamento) da corrente remanescente nos enrolamentos do transformador em função da energia armazenada nas indutâncias de dispersão. Esta energia é armazenada no capacitor de grampeamento ' $C_G$ ' e dissipada sobre a resistência de grampeamento ' $R_G$ '.

O conversor *Push-Pull* com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo é apresentado na Fig.2.3. A única diferença topológica é a colocação da resistência de grampeamento entre o capacitor de grampeamento e a fonte de alimentação. Este conversor possui princípio de funcionamento idêntico ao conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo. Entretanto, possui a vantagem de permitir a devolução parcial, para a fonte de alimentação, da energia acumulada nas indutâncias de dispersão do transformador.



Durante grande parte deste capítulo, ambos os conversores são tratados como um único. As principais diferenças são ressaltadas quando julgado oportuno.

## 2.2 DESCRIÇÃO DA OPERAÇÃO

Os sinais de comando dos interruptores são apresentados na Fig.2.4. O comando dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  (Figs. 2.4(a) e 2.4(b)) é superposto.

Na Fig.2.5,  $I_M$  e  $I_m$  representam respectivamente as correntes máxima e mínima no indutor de entrada. A Fig.2.5(c) ilustra a corrente através do indutor de entrada, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo. Observa-se que a inclusão do processo de grampeamento não afeta sensivelmente o formato desta corrente.

A Fig.2.5(d) ilustra as correntes através do indutor de entrada e da fonte de alimentação, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo. Visto que a tensão de grampeamento é constante, a diferença entre as correntes através do indutor de entrada e da fonte de alimentação é constante.

As Figs. 2.5(e) e 2.5(f) apresentam as correntes e tensões nos interruptores. Observa-se que a tensão sobre os interruptores permanece no patamar da tensão de grampeamento apenas durante um pequeno intervalo, após o qual assumem metade deste valor.

A Fig.2.5(g) ilustra a tensão sobre a indutância primária  $L_{p1}$ . Durante o intervalo em que a tensão sobre o transformador é nula, o fluxo no transformador é anulado, não permitindo a saturação do núcleo.

A Fig.2.5(h) ilustra as correntes através dos diodos de grampeamento. Percebe-se que o valor médio desta corrente é pequeno, visto que a energia acumulada nas indutâncias de dispersão é pequena. O valor de pico da corrente equivale à metade da corrente no indutor de entrada.

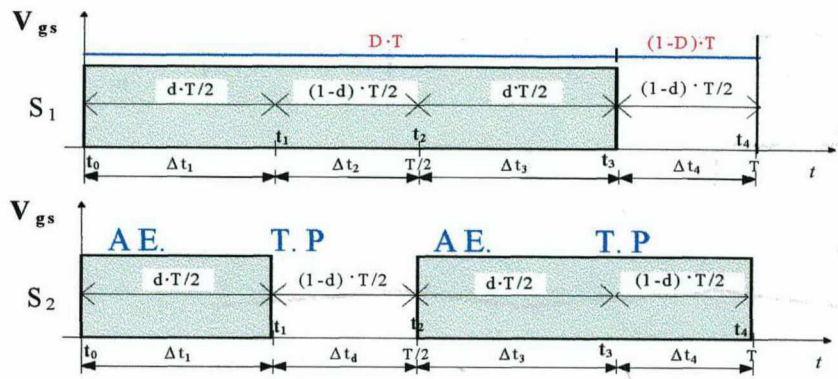


Fig. 2.4 - Comando dos interruptores e estados do conversor, no modo de condução contínua.

A Fig.2.5(i) ilustra a tensão e a corrente no capacitor de grampeamento. A tensão no capacitor de grampeamento é constante, com uma pequena ondulação. A corrente através do capacitor de grampeamento reflete o formato da corrente através dos diodos de grampeamento.

A Fig.2.5(j) ilustra a corrente através dos diodos de saída. A corrente segue o formato da corrente através do indutor de entrada.

A Tabela 2.1 apresenta os estados dos semicondutores, para cada etapa de operação do conversor.

Tabela 2.1 - Estados dos interruptores e diodos durante cada etapa.

$X \rightarrow$  Conduzindo

$- \rightarrow$  Não conduzindo

Elementos em condução	$S_1$	$S_2$	$D_1$	$D_2$	$D_{G1}$	$D_{G2}$
1ª etapa	X	X	-	-	-	-
2ª etapa	X	-	-	X	X-	-
3ª etapa	X	-	-	X	-	-
4ª etapa	X	X	-	X	-	-
5ª etapa	X	X	-	-	-	-
6ª etapa	-	X	X	-	-	X
7ª etapa	-	X	X	-	-	-
8ª etapa	X	X	X	-	-	-

O circuito apresenta quatro estados topológicos em um semi-período de funcionamento. A operação no segundo período é análoga ao primeiro. Os quatro estados topológicos do conversor, para o primeiro semi-período de operação são ilustrados na Fig.2.6.



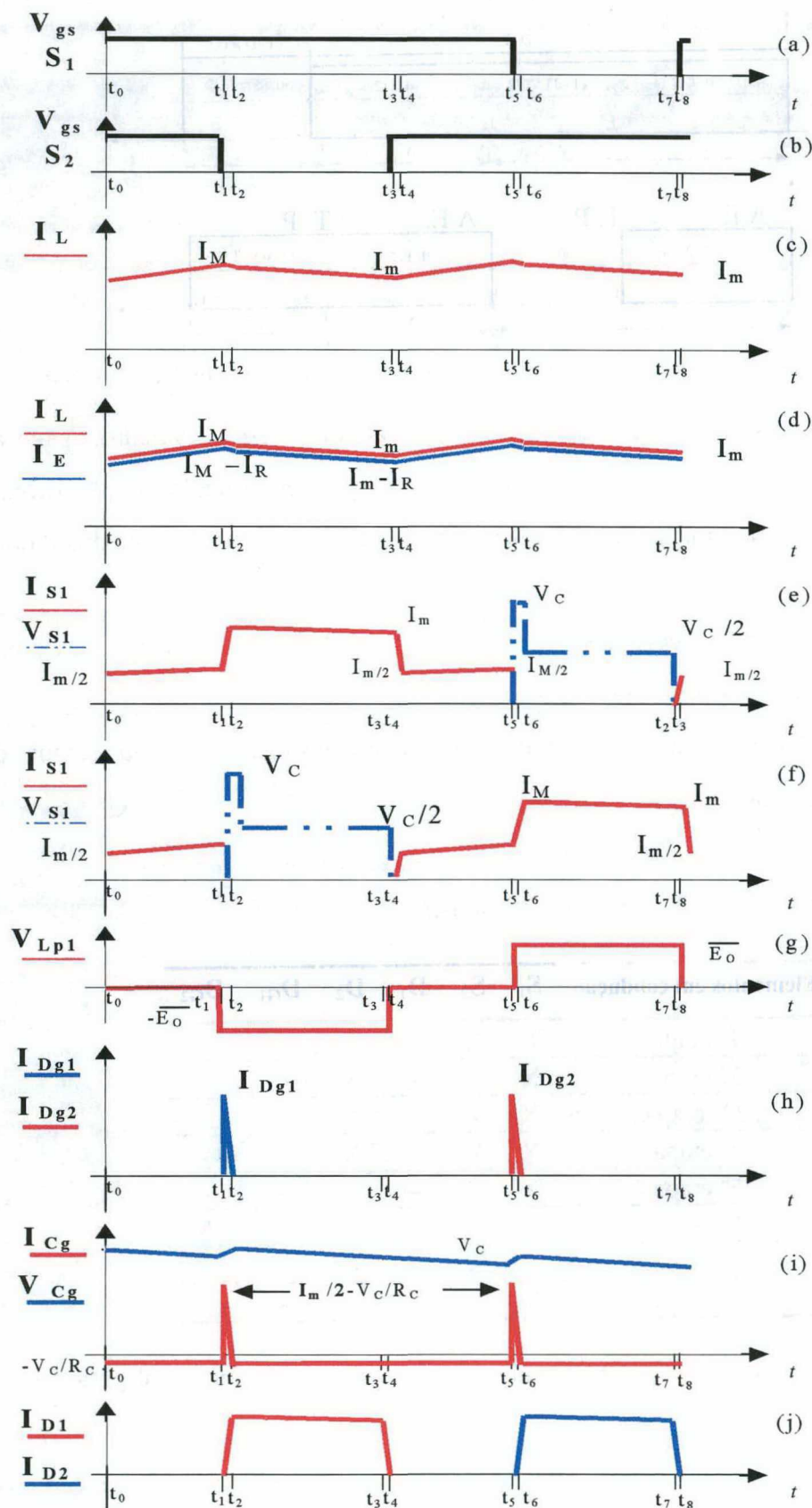


Fig. 2.5 - Principais formas de onda.

Na Tabela 2.2 são apresentadas as tensões sobre os principais elementos do conversor, durante cada etapa, para o primeiro semi-período de operação.

Tabela 2.2 - Tensões sobre os principais elementos do conversor, por etapa, para o primeiro semi-período de operação.

Etapas	$V_L$	$V_{Ld1}$	$V_{Ld2}$	$V_{Lp1}$	$V_{S1}/$ $V_{DG1}/$ $V_{D2}$	$V_{S2}$	$V_{DG2}$	$V_{D1}$
1ª Etapa	$\frac{L \cdot E}{L + \frac{Ld}{2}}$	$\frac{Ld}{2} \cdot E$ $L + \frac{Ld}{2}$	$-\frac{Ld}{2} \cdot E$ $L + \frac{Ld}{2}$	0	0	0	$V_G$	$2 \cdot \overline{E_o}$
2ª Etapa	$-\left(\frac{V_G}{2} - E\right)$	$-\left(\frac{V_G}{2} - \overline{E_o}\right)$	$\left(\frac{V_G}{2} - \overline{E_o}\right)$	$-\overline{E_o}$	0	$V_G$	0	0
3ª Etapa	$-\left(\overline{E_o} - E\right) \frac{L}{L + Ld}$	0	$-\left(\overline{E_o} - E\right) \frac{Ld}{L + Ld}$	$-\overline{E_o}$	0	$\frac{V_G}{2}$	$\frac{V_G}{2}$	0
4ª Etapa	E	$-\overline{E_o}$	$\overline{E_o}$	$-\overline{E_o}$	0	0	$V_C$	0

Segue uma descrição do primeiro semi-ciclo de operação, considerando que o circuito esteja operando em regime permanente. Os intervalos de tempo referenciados na descrição das etapas de operação são ilustrados na Fig.2.5.

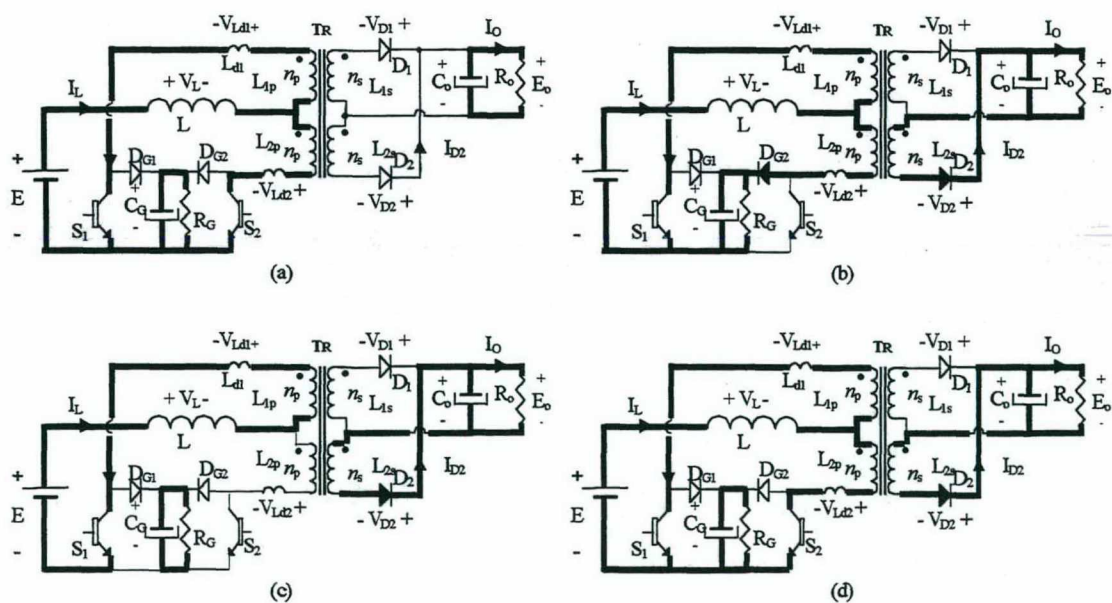


Fig. 2.6 - Estados topológicos de funcionamento do conversor, em um semi-ciclo, para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.

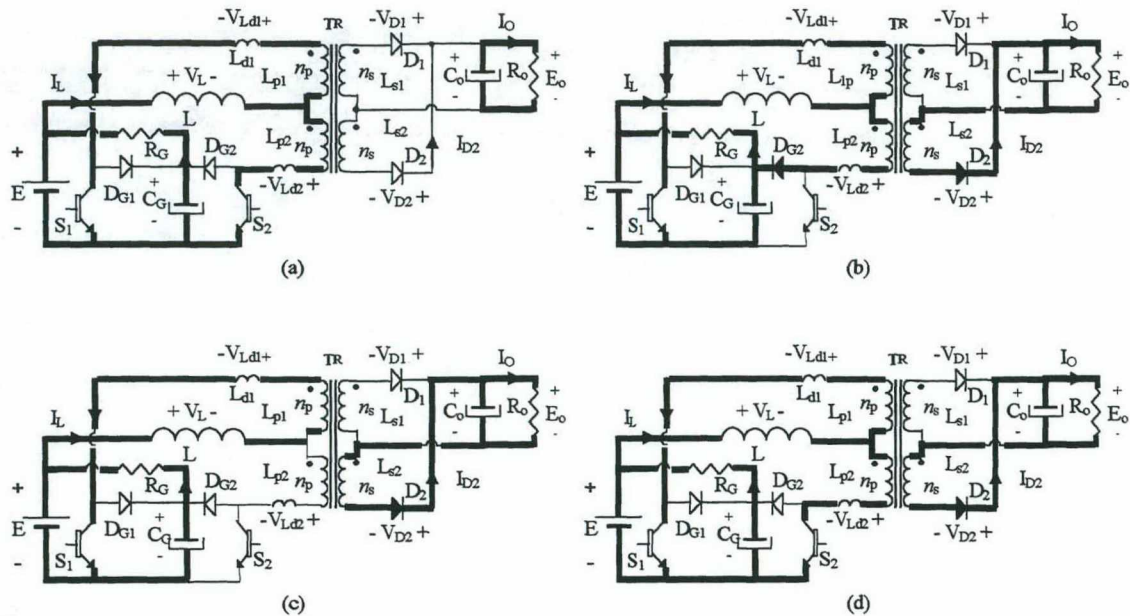


Fig. 2.7 - Estados topológicos de funcionamento do conversor, em um semi-ciclo, para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

**1ª Etapa** (Figs. 2.6(a) e 2.7(a)): *Curto-circuito magnético e armazenamento de energia no indutor de entrada.*

*Intervalo:*  $t_0, t_1$

As correntes que atravessam as indutâncias primárias  $L_{p1}$  e  $L_{p2}$  possuem valor absoluto idêntico e direção oposta, causando um curto-circuito magnético no transformador *Push-Pull*. Desta forma, não há transferência de potência para a carga, e a tensão sobre o indutor de entrada é aproximadamente igual à tensão da fonte de alimentação  $E$ . Assim, durante esta etapa o indutor de entrada acumula energia. Ao final desta etapa, a corrente de entrada atinge seu valor máximo ( $I_M$ ).

**2ª Etapa** (Figs. 2.6(a) e 2.7(a)): *Transferência de energia para a carga e acumulação de energia no capacitor de grampeamento.*

*Intervalo:*  $t_1, t_2$

No instante  $t_2$ , o interruptor  $S_2$  é comandado a abrir, e a energia armazenada na indutância de dispersão  $L_{d2}$  é redirecionada para o capacitor de grampeamento  $C_G$ , através do diodo de grampeamento  $D_{a2}$ . A energia armazenada anteriormente no indutor de entrada é transferida para a carga.



**3ª Etapa** (Figs. 2.6(c) e 2.7(c)): *Transferência de energia para a carga.*

*Intervalo:  $t_2, t_3$*

No instante  $t_3$ , a corrente no primário  $L_{p2}$  anula-se e o diodo  $D_2$  impede a natural inversão do sentido da corrente, decorrente da interação entre o capacitor de grampeamento  $C_G$  e as indutâncias de dispersão. Durante esta etapa o indutor de entrada permanece no processo de transferência de energia para a carga.

**4ª Etapa** (Figs. 2.6(d) e 2.7(d)): *Transferência de energia através das indutâncias de dispersão e armazenamento de energia no indutor de entrada, envolvendo os interruptores principais  $S_1$  e  $S_2$ .*

*Intervalo:  $t_3, t_4$*

No instante  $t_3$ , o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir. A corrente em  $S_1$  decresce e a corrente em  $S_2$  cresce, ambas com derivada idêntica em valores absolutos, porém com sinal invertido. Esta etapa termina quando ambas as correntes alcançam valor idêntico, porém com sentido oposto. Durante esta etapa o indutor de entrada é posto virtualmente em paralelo com a fonte de alimentação, portanto acumula energia. A energia acumulada na indutância de dispersão  $L_{d1}$  é transferida à carga.

## 2.3 ESTUDO TEÓRICO

A seguir são apresentados os estudos teóricos, primeiramente para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo, e em seguida para o caso do Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

### 2.3.1 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA E CARACTERÍSTICA DE GRAMPEAMENTO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO PASSIVO, NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

A seguir, é apresentado o equacionamento necessário para a obtenção da característica de saída do conversor. Além de representar o funcionamento do conversor de forma qualitativa e quantitativa, esta é uma ferramenta de projeto, que permite buscar o ponto de operação ideal do conversor.



Desconsidera-se para o equacionamento apresentado a seguir a ondulação no indutor de entrada.

Procede-se primeiramente à determinação dos intervalos de duração de cada etapa. De acordo com a Fig.2.4(a), tem-se:

$$d \cdot \frac{T}{2} = \Delta t_1 + \Delta t_4 \quad (2.1)$$

e

$$(1-d) \cdot \frac{T}{2} = \Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (2.2)$$

Durante as etapas 2 e 4, verifica-se nos enrolamentos primários uma variação de corrente equivalente à metade da corrente de entrada. A partir deste fato, e utilizando as equações apresentadas na Tabela 2.2, escreve-se:

$$\Delta t_2 = \frac{Ld}{\frac{V_G}{2} - E_O} \cdot \frac{IL_{md}}{2} \quad (2.3)$$

e

$$\Delta t_4 = \frac{Ld}{E_O} \cdot \frac{IL_{md}}{2} \quad (2.4)$$

Como a duração destes intervalos depende da tensão de grampeamento, procede-se à obtenção de uma expressão para a tensão de grampeamento em função dos principais parâmetros de projeto.

A corrente média no resistor de grampeamento é igual à soma das correntes médias nos diodos de grampeamento. Assim, é possível escrever:

$$I_{Rc} = 2 \cdot \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_2} \frac{IL_{md}}{2} \cdot \frac{t}{\Delta t_2} dt \quad (2.5)$$

Resolvendo a integral (2.5), obtém-se:

$$I_{Rc} = \frac{f \cdot IL_{md}}{2} \cdot \Delta t_2 \quad (2.6)$$

Substituindo (2.3) em (2.6), obtém-se:

$$I_{Rc} = \frac{f \cdot Ld}{\frac{V_G}{2} - E_O} \cdot \left( \frac{IL_{md}}{2} \right)^2 \quad (2.7)$$

A corrente média no indutor de entrada e a tensão de carga parametrizada são aproximadas, conforme as expressões para o caso do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito, (1.56) e (1.6) reproduzidas abaixo.

$$I_{L_{md}} = \frac{\overline{I_o}}{1-d} \quad (2.8)$$

$$\overline{E_o} = \frac{E}{1-d} \quad (2.9)$$

Substituindo (2.8) e (2.9) em (2.7), obtém-se:

$$I_{Rc} = \frac{f \cdot Ld}{\frac{V_G}{2} - \frac{E}{1-d}} \cdot \left( \frac{I_o}{2 \cdot (1-d)} \right)^2 \quad (2.10)$$

A tensão sobre o capacitor de grampeamento é igual à tensão sobre o resistor de grampeamento, conforme a expressão (2.11):

$$V_G = R_G \cdot I_{RG} \quad (2.11)$$

Substituindo (2.10) em (2.11), e isolando  $V_C$ , obtém-se:

$$V_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot E + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 \cdot E^2 + R_G \cdot Ld \cdot I_o^2 \cdot f}}{1-d} \quad (2.12)$$

Define-se ' $\gamma_1$ ' como corrente de carga normalizada, em função dos principais parâmetros do conversor, conforme a expressão (2.13).

$$\gamma_1 = \frac{f \cdot L_d \cdot \overline{I_o}^2 \cdot R_G}{E^2} \quad (2.13)$$

Assim, tem-se:

$$V_C = \frac{E}{2} \cdot \frac{2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \gamma_1}}{1-d} \quad (2.14)$$

Define-se o ganho de tensão de grampeamento  $G_r$ , parametrizado em função da tensão de entrada, conforme a expressão (2.15)

$$G_r = \frac{V_G}{E} \quad (2.15)$$

Substituindo (2.15) em (2.14), obtém-se:

$$G_r = \frac{1}{2} \cdot \frac{2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \gamma_1}}{1-d} \quad (2.16)$$

A expressão (2.16) é representada graficamente através da Fig.2.8.

A corrente de carga média referida ao primário pode ser descrita como:

$$\overline{I_O} = 2 \cdot \overline{ID_{md}} \quad (2.17)$$

A corrente média referida ao primário em um diodo de saída, é calculada a partir da Fig.2.5(i), conforme a expressão (2.18):

$$\overline{ID_{md}} = \frac{IL_{md}}{T} \cdot \left[ \Delta t_3 + \left( \frac{\Delta t_2 + \Delta t_4}{2} \right) \right] \quad (2.18)$$

Isolando  $\Delta t_3$  em (2.2) e substituindo em (2.18), obtém-se:

$$\overline{ID_{md}} = \frac{IL_{md}}{2} \cdot [1 - d + f \cdot (\Delta t_4 - \Delta t_2)] \quad (2.19)$$

Igualando as expressões (2.19) e (2.17), obtém-se:

$$\frac{\overline{I_O}}{2} = \frac{IL_{md}}{2} [1 - d + f \cdot (\Delta t_4 - \Delta t_2)] \quad (2.20)$$

Isolando  $IL_{md}$  em (2.20), obtém-se:

$$IL_{md} = \frac{\overline{I_O}}{[1 - d + f \cdot (\Delta t_4 - \Delta t_2)]} \quad (2.21)$$

Os intervalos de tempo são obtidos substituindo (2.8), (2.9) e (2.14) nas expressões (2.3) e (2.4), resultando em:

$$\Delta t_2 = \frac{Ld}{2} \cdot \frac{\overline{I_O}}{E} \cdot \frac{1}{\frac{1}{4} (2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \gamma_1}) - 1} \quad (2.22)$$

$$\Delta t_4 = \frac{Ld}{2} \cdot \frac{\overline{I_O}}{E} \quad (2.23)$$

Substituindo (2.22), (2.23) em (2.21), obtém-se:

$$IL_{md} = \frac{\overline{I_O}}{1 - d + \frac{f \cdot Ld \cdot \overline{I_O}}{2 \cdot E} \cdot \left( 1 - \frac{1}{\frac{1}{4} (2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \gamma_1}) - 1} \right)} \quad (2.24)$$

Do equilíbrio de potências no conversor, sabe-se que:

$$P_E = P_O + P_{Gr} \quad (2.25)$$

ou

$$E \cdot IL_{md} = \overline{E_O} \cdot \overline{I_O} + \frac{V_G^2}{R_G} \quad (2.26)$$

Isolando  $I_{Lmd}$  em (2.26), obtém-se:

$$I_{Lmd} = \frac{\overline{E_o}}{E} \cdot \overline{I_o} + \frac{V_G^2}{E \cdot R_G} \quad (2.27)$$

Define-se o ganho estático ' $q$ ' do conversor como:

$$q = \frac{\overline{E_o}}{E}, \quad (2.28)$$

Substituindo (2.24), (2.28) e (2.14) em (2.27), obtém-se:

$$q = \frac{1}{1 - d + \frac{f \cdot Ld \cdot \overline{I_o}}{2 \cdot E} \left( 1 - \frac{1}{\frac{1}{4} \cdot (2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \gamma_1}) - 1} \right)} - \frac{E}{R_G \cdot \overline{I_o}} \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{(2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \gamma_1})^2}{(1 - d)^2} \quad (2.29)$$

Define-se ' $\gamma$ ' como a corrente de carga parametrizada em função de  $f$ ,  $Ld$  e  $E$ , conforme a expressão (2.30).

$$\gamma = \frac{f \cdot Ld \cdot \overline{I_o}}{E} \quad (2.30)$$

Substituindo (2.30) em (2.29), obtém-se o ganho do conversor em função da corrente de carga parametrizada ( $\gamma_1$  e  $\gamma$ ) e da razão cíclica do conversor  $d$ :

$$q = \frac{1}{1 - d + \frac{\gamma}{2} \cdot \left( 1 - \frac{1}{\frac{1}{4} \cdot (2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \gamma_1}) - 1} \right)} - \frac{\gamma}{4 \cdot \gamma_1} \cdot \frac{(2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \gamma_1})^2}{(1 - d)^2} \quad (2.31)$$

A expressão (2.31) é representada através da Fig.2.9. É possível aproximar (2.31) substituindo (2.13) e obtendo o limite da função, para  $R_G$  tendendo a infinito. Assim:

$$q = \lim_{R_G \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{1 - d + \frac{f \cdot Ld \cdot \overline{I_o}}{2 \cdot E} \cdot \left( 1 - \frac{1}{\frac{1}{4} \cdot \left( 2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \frac{f \cdot Ld \cdot \overline{I_o}^2 \cdot R_G}{E^2}} \right) - 1} \right)} - \frac{E}{4 \cdot R_G \cdot \overline{I_o}} \cdot \frac{\left( 2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \frac{f \cdot Ld \cdot \overline{I_o}^2 \cdot R_G}{E^2}} \right)^2}{(1 - d)^2} \right] \quad (2.32)$$

Este limite resulta em:

$$q = 2 \cdot \frac{d^2 + \left( \frac{\gamma}{2} - 2 \right) \cdot d - \frac{\gamma}{2} + 1 - \frac{\gamma^2}{4}}{(1 - d)^2 \cdot (2 \cdot (1 - d) + \gamma)} \quad (2.33)$$



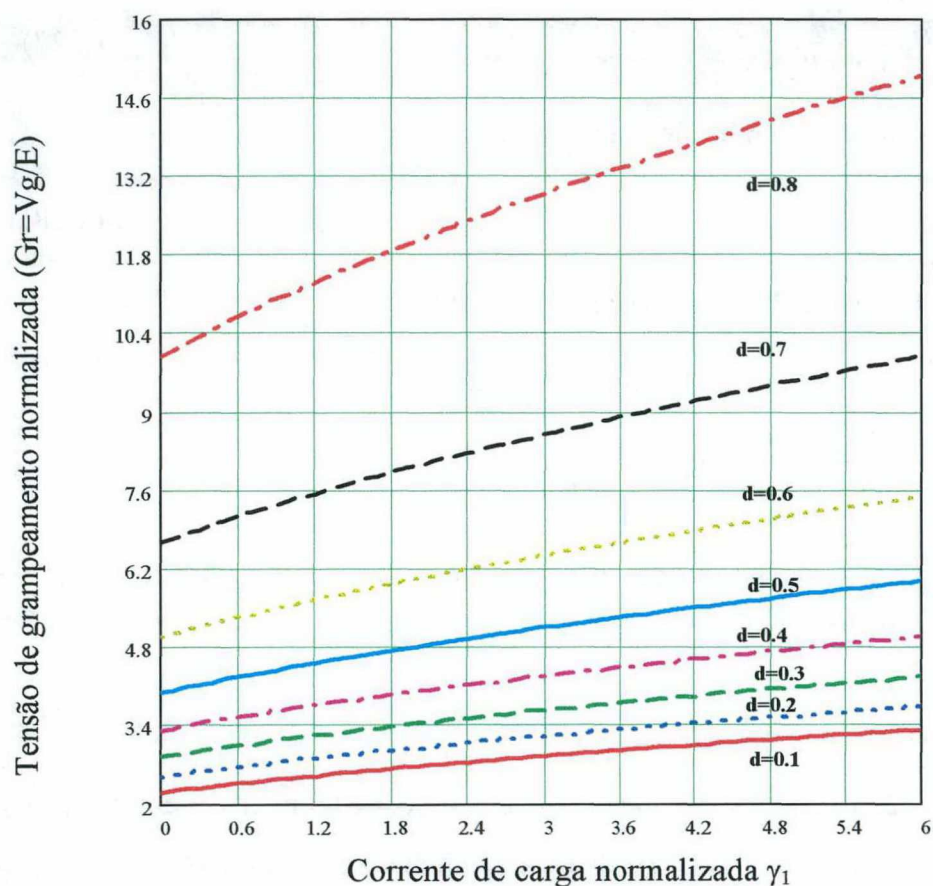


Fig. 2.8 - Tensão de grampeamento parametrizada em função da corrente de carga parametrizada, utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.

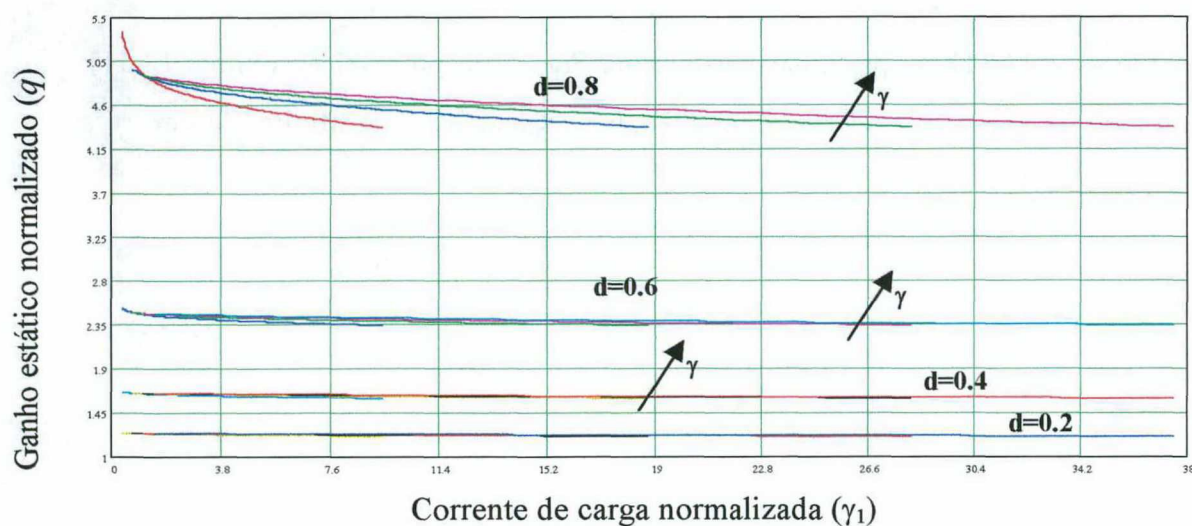


Fig. 2.9 - Característica de saída do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo, em função da corrente de carga normalizada ( $\gamma_1$ ), utilizando a razão cíclica do conversor como parâmetro.

Simplificando (2.33), obtém-se:

$$q = \frac{1}{1-d + \frac{\gamma}{2}} - \frac{\gamma}{2} \cdot \frac{1}{(1-d)^2} \quad (2.34)$$

A expressão (2.34) é representada graficamente na Fig.2.10.

### 2.3.2 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA E CARACTERÍSTICA DE GRAMPEAMENTO DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO PASSIVO PARCIALMENTE REGENERATIVO, NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

O equacionamento da característica de saída para o caso do Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo resulta em uma expressão diferente da expressão (2.31), entretanto utilizando o expediente visto na expressão (2.32), obtém-se resultado idêntico à expressão (2.34). Como esta expressão é uma ferramenta de projeto aceitável, o equacionamento para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo será omitido neste texto.

A característica de grampeamento para o caso do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo difere do caso do Grampeamento Passivo. Por ser uma ferramenta de projeto relevante, o seu equacionamento é apresentado a seguir.

A equação (2.8), expressando a corrente sobre o resistor de grampeamento, é válida para o caso do Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo. Entretanto, a tensão de grampeamento é dada através da expressão (2.35).

$$V_G = R_G \cdot I_{R_G} + E \quad (2.35)$$

Substituindo (2.10) em (2.35), e isolando  $V_G$ , obtém-se:

$$V_G = \frac{E}{2 \cdot (1-d)} \cdot \left( 3-d + \sqrt{(d+1)^2 + 2 \cdot \frac{R_G \cdot L_d \cdot I_o^2 \cdot f}{E^2}} \right) \quad (2.36)$$

Rescreve-se (2.36) conforme a expressão (2.13):

$$V_G = \frac{E}{2 \cdot (1-d)} \cdot \left( 3-d + \sqrt{(d+1)^2 + 2 \cdot \gamma_1} \right) \quad (2.37)$$

Conforme a expressão (2.15), a tensão de grampeamento parametrizada para o caso do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo é apresentada na Fig.2.11.

$$G_R = \frac{1}{2 \cdot (1-d)} \cdot \left( 3-d + \sqrt{(d+1)^2 + 2 \cdot \gamma_1} \right) \quad (2.38)$$

A expressão (2.38) é representada graficamente, em função da corrente de carga parametrizada ' $\gamma_1$ ', utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro, na Fig.2.11.

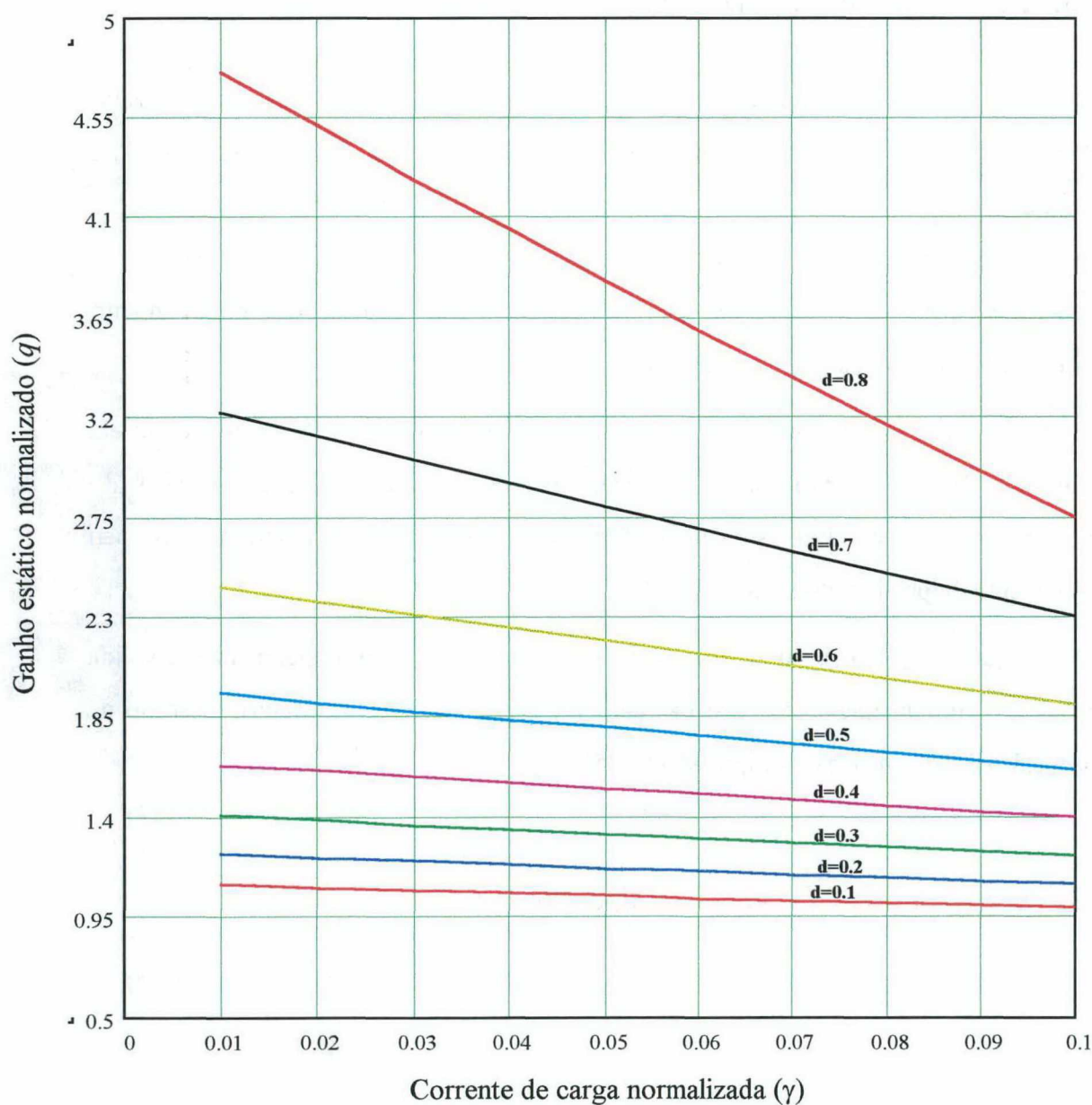


Fig. 2.10 - Característica de Saída aproximada do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo e Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.



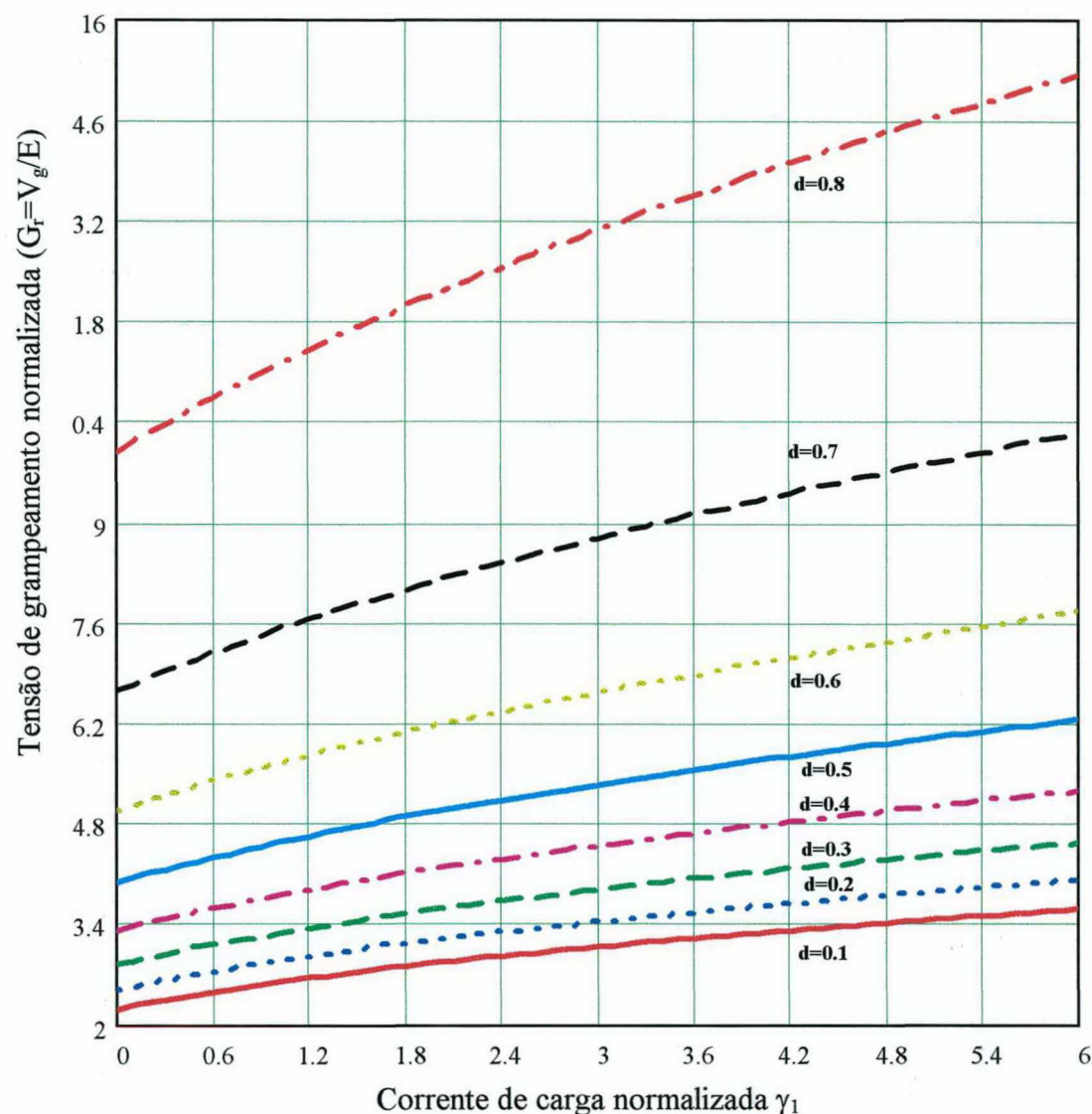


Fig. 2.11 - Característica de grampeamento para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

## 2.4 ESFORÇOS DE CORRENTE SOBRE OS PRINCIPAIS ELEMENTOS DO CONVERSOR

A determinação dos esforços de corrente em um conversor são ferramentas de projeto importantes para a definição física dos elementos magnéticos para a especificação dos semicondutores utilizados no circuito.

Dada a semelhança das formas de onda do conversor em relação ao conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Acoplamento Perfeito, os esforços de corrente podem ser aproximados a partir dos cálculos obtidos no Capítulo 1. O projetista deverá estimar



uma elevação dos esforços em função das perdas no circuito de grampeamento. Contudo as expressões obtidas no Capítulo 1 são razoáveis estimativas, bastando adicionar aos valores obtidos uma margem de segurança, proporcional à potência dissipada no resistor de grampeamento.

Visto que os diodos de grampeamento não estão presentes na topologia anterior, torna-se necessária a determinação de expressões para os seus esforços de corrente. A seguir obtém-se a corrente eficaz nos diodos de grampeamento.

A partir da Fig.2.5(h), obtém-se:

$$I_{DGef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_2} \left( \frac{I_{Lmd}}{2} \cdot \frac{t}{\Delta t_2} \right)^2 dt} \quad (2.39)$$

Define-se  $R_{CP}$  como resistência de grampeamento parametrizada, conforme a expressão (2.40):

$$R_{CP} = \frac{R_G}{f \cdot L_d \cdot 10^4} \quad (2.40)$$

Substituindo as expressões (2.8), (2.22) e (2.40) em (2.39), obtém-se:

$$I_{DGef} = \overline{I_O} \cdot \frac{\sqrt{6}}{6} \cdot \sqrt{\frac{\gamma}{(1-d^2) \cdot (-2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + 10^4 \cdot R_{CP} \cdot \gamma^2})}} \quad (2.41)$$

Para a construção de um ábaco genérico aplica-se a seguinte parametrização à expressão (2.41):

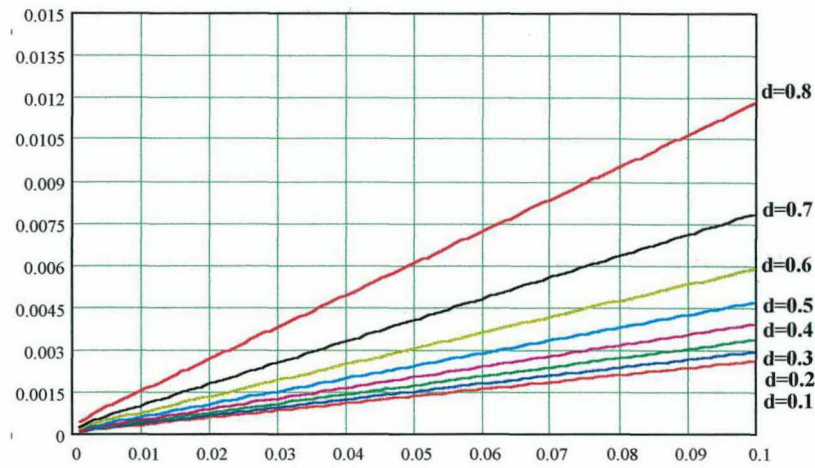
$$\overline{I_{DGef}} = \frac{f \cdot L_d}{E} \cdot I_{DGef} \quad (2.42)$$

Substituindo (2.42) em (2.41) obtém-se:

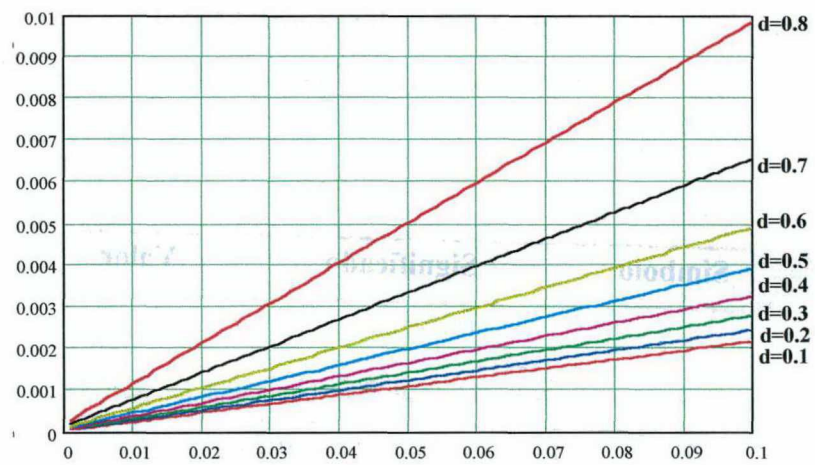
$$(2.43)$$

A expressão (2.43) é representada graficamente na Fig.2.12, em função da corrente de carga parametrizada, usando a razão cíclica do conversor ( $d$ ) como parâmetro, para diferentes valores de resistência de grampeamento parametrizada ( $R_{CP}$ ). Observa-se que a corrente eficaz nos diodos de grampeamento reduz-se à medida que se eleva a resistência de grampeamento.

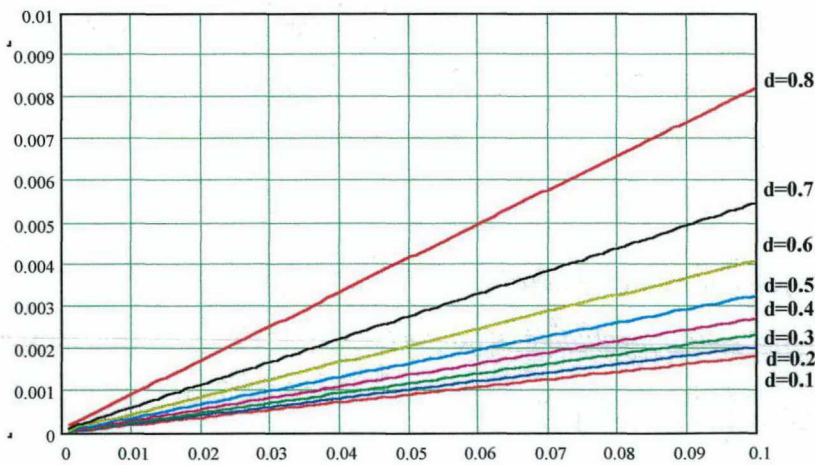
Corrente eficaz parametrizada nos diodos de grampeamento



(a)



(b)



(c)

Corrente de carga parametrizada ( $\gamma$ )

Fig. 2.12 - Corrente eficaz parametrizada nos diodos de grampeamento, em função da corrente de carga parametrizada ' $\gamma$ ' utilizando a razão cíclica do conversor como parâmetro, para as seguintes resistências de grampeamento parametrizadas: (a)  $R_{cp}=5$  (b)  $R_{cp}=10$  (c)  $R_{cp}=20$

## 2.5 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO PARA O MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Como visto no item 2.3, ambos conversores possuem a mesma característica de saída aproximada (para  $R_G$  suficientemente grande). Assim, o projeto de ambos conversores é tratado como um único, apenas diferindo na definição do resistor de grampeamento.

### 2.5.1 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NOMINAIS DE PROJETO

Inicialmente definem-se os parâmetros nominais de projeto. São estes: tensão e potência na saída, frequência de operação e tensão na entrada. Os valores definidos para este projeto são apresentados na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 - Parâmetros nominais de projeto.

Símbolo	Significado	Valor
$P_s$	Potência na saída	800 W
$E_o$	Tensão na saída (2 saídas)	250 V
$E_{\min}$	Tensão mínima na entrada	48 V
$E_{\max}$	Tensão máxima na entrada	60 V
$f$	Frequência de chaveamento	40 kHz

A partir dos dados da Tabela 2.3, calcula-se a corrente média na saída e a resistência de carga para cada saída:

- Corrente média na saída ( $I_o$ ).

A corrente média na saída é dada por:

$$I_o = \frac{P_s}{E_o} = \frac{400W}{250V} = 1,6A$$

Resistência de carga ( $R_o$ ).

A expressão abaixo determina as resistências de carga compatíveis com a tensão e a potência especificadas.

$$R_1 = R_2 = \frac{E_o^2}{P_s / 2} = \frac{250^2}{800 / 2} = 156,25\Omega$$



## 2.5.2 DEFINIÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO

De acordo com a expressão (2.34), a determinação da relação de transformação ( $n_p/n_s$ ) e da razão cíclica do conversor ' $d$ ' configuram o ponto de operação, visto que os demais parâmetros foram determinados na etapa anterior.

Uma condição de contorno obrigatória é a satisfação da desigualdade citada no texto, e formalizada com a expressão (2.44):

$$\overline{E_o} > E \quad (2.44)$$

Substituindo os valores da Tabela 2.3, obtém-se

$$a = \frac{n_p}{n_s} \geq \frac{E}{E_o} = 0,192$$

A relação de transformação utilizada é definida a partir do projeto para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo, apresentado no Capítulo 3, que possui parâmetros nominais idênticos, de forma a proporcionar uma comparação.

$$a = 0,25$$

A tensão de saída referida ao primário é calculada através da expressão abaixo:

$$\overline{E_o} = a \cdot E_o = 0,25 \cdot 250 = 62,5V$$

Os ganhos estáticos máximo e mínimo do conversor são determinados abaixo:

$$q_{\max} = \frac{\overline{E_o}}{E_{\min}} = \frac{62,5}{48} = 1,302$$

$$q_{\min} = \frac{\overline{E_o}}{E_{\max}} = \frac{62,5}{60} = 1,042$$

Inicialmente calcula-se a corrente de carga normalizada máxima para os valores máximo e mínimo de tensão de entrada. A indutância de dispersão dos enrolamentos primários medida no transformador *Push-Pull* equivale a 0,5uH.

$$\gamma_{\max / E_{\min}} = \frac{f \cdot L_d \cdot \overline{I_o}}{E_{\min}} = \frac{40000 \cdot 0,5\mu \cdot (2 \cdot 1,6 / 0,25)}{48} = 0,00533$$

$$\gamma_{\max / E_{\max}} = \frac{f \cdot L_d \cdot \overline{I_o}}{E_{\max}} = \frac{40000 \cdot 0,5\mu \cdot (2 \cdot 1,6 / 0,25)}{60} = 0,0042$$



Através do ábaco da Fig.2.9 é possível obter um valor aproximado para  $d$ . É possível também aplicar métodos numéricos à expressão (2.34), porém recomenda-se uma abordagem mais prática: obtenção de um valor inicial através da Fig.2.9 e um refinamento por tentativa e erro utilizando a expressão (2.34). Assim, obteve-se:

$$d=0,255$$

### 2.5.3 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DE GRAMPEAMENTO DO CONVERSOR

#### 2.5.3.1 Grampeamento passivo.

A resistência de grampeamento escolhida deve cumprir com as seguintes condições de contorno:

- Limite de tensão sobre os interruptores.
- Redução da potência dissipada sobre a resistência de grampeamento.
- Validar a aproximação utilizada na expressão (2.34).

A influência da resistência de grampeamento sobre estes fatores é analisada a seguir:

#### ▪ *Influência sobre a tensão de grampeamento.*

A expressão (2.16) pode ser reescrita de forma a explicitar a influência do resistor de grampeamento, conforme a expressão abaixo:

$$Gr = \frac{1}{2} \frac{2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{2 + \gamma^2 \cdot 10^4 \cdot R_{Cp}}}{1 - d} \quad (2.45)$$

A expressão (2.45) é representada graficamente através da Fig.2.13, onde a tensão de grampeamento é uma função de  $R_{Cp}$ , tendo como parâmetros a razão cíclica do conversor  $d$  e a corrente de carga parametrizada ' $\gamma$ '.

#### ▪ *Influência sobre a potência dissipada.*

A potência dissipada no resistor pode ser expressa por:

$$P_{Diss} = \frac{V_G^2}{R_G} \quad (2.46)$$

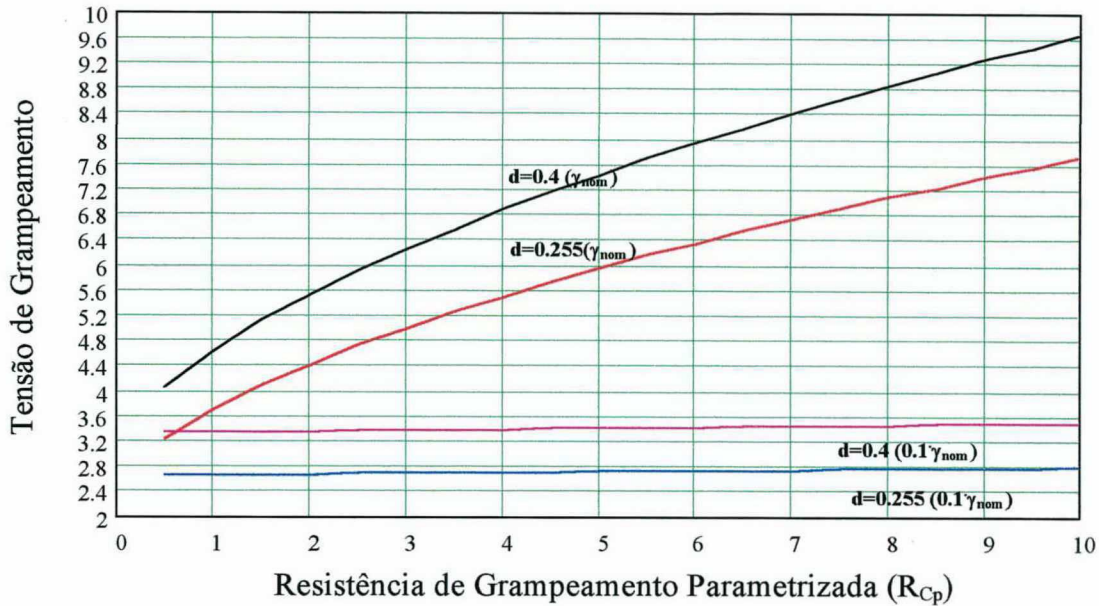


Fig. 2.13 - Tensão de grampeamento parametrizada em função da resistência de grampeamento parametrizada, para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.

Substitui-se a expressão (2.12) em (2.45), e aplicando uma parametrização, obtém-se:

$$\overline{Pdiss} = \frac{P_{diss}}{E^2} = \frac{2 + \sqrt{2} \cdot \sqrt{(2 + 10^4 \cdot R_{Cp} \cdot \gamma^2)}}{4 \cdot R_{Cp} \cdot (1 - d)} \quad (2.47)$$

$$10^4 \cdot f \cdot Ld$$

A expressão (2.47) é representada graficamente através da Fig.2.14 onde a potência dissipada é uma função de  $R_{Cp}$ , tendo como parâmetros a razão cíclica do conversor  $d$  e a corrente de carga parametrizada ' $\gamma$ '. Conclui-se a partir da Fig.2.14, que potência dissipada sobre o resistor de grampeamento é uma variável que possui sensibilidade *decrecente* em relação a  $R_{Cp}$ .

- *Influência sobre a aproximação contida na expressão (2.35).*

A partir da Fig.2.15, verifica-se que para um valor de  $R_{Cp}$  maior ou igual a dois, o erro percentual entre as expressões (2.31) e (2.34) é desprezível, considerada a corrente de carga nominal ( $\gamma=0.005$ ) e a razão cíclica nominal ( $d=0.255$ ). Entretanto, observa-se um agudo aumento do erro percentual, para as curvas onde tem-se 10% da carga nominal.

▪ *Escolha do resistor de grampeamento.*

Dos gráficos apresentados nas figuras 2.13 a 2.15, conclui-se que quanto maior o valor do resistor de grampeamento, maior a tensão de grampeamento, porém menores são as perdas de grampeamento e maior a precisão da metodologia de projeto adotada. A prioridade de projeto aconselhada é a maximização da tensão de grampeamento, respeitando-se margens de segurança.

A tensão de grampeamento é limitada através da tensão máxima sobre os interruptores. Assim, calcula-se o ganho de tensão de grampeamento máximo a partir da expressão abaixo:

$$G_{r\max} = \frac{K_s \cdot V_{Sm\max}}{E_{m\max}} \quad (2.48)$$

Adotando-se um margem de segurança de 20%, e assumindo a tensão máxima nos interruptores de 600V, obtém-se:

$$G_{r\max} = \frac{0,8 \cdot 600V}{60V} = 8$$

Conforme o gráfico da Fig.2.13, define-se:

$$R_{cp}=10$$

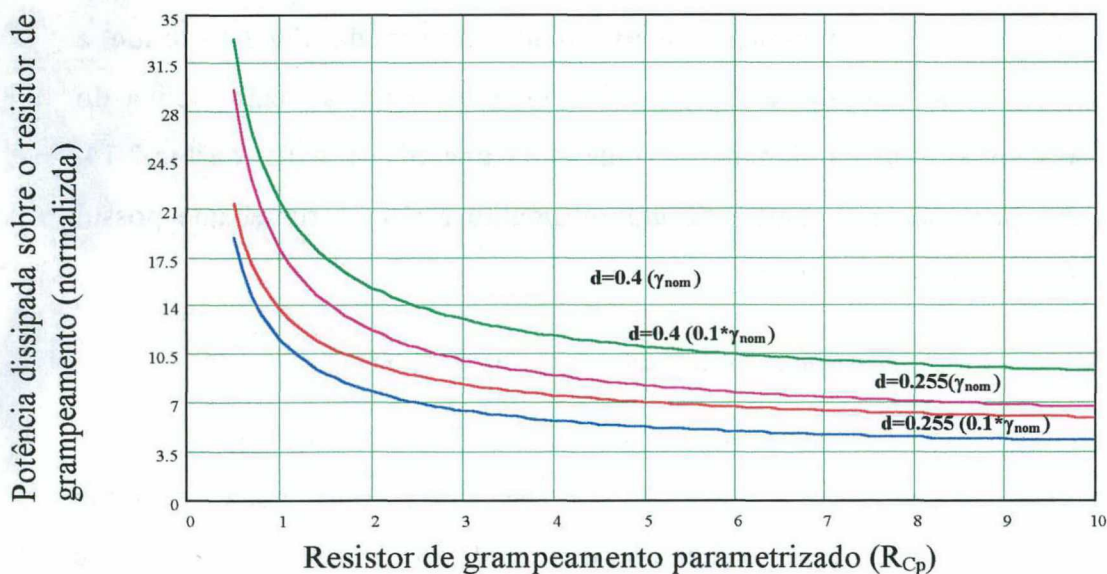


Fig. 2.14 - Potência normalizada dissipada sobre o resistor de grampeamento em função do resistor de grampeamento parametrizado, para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.



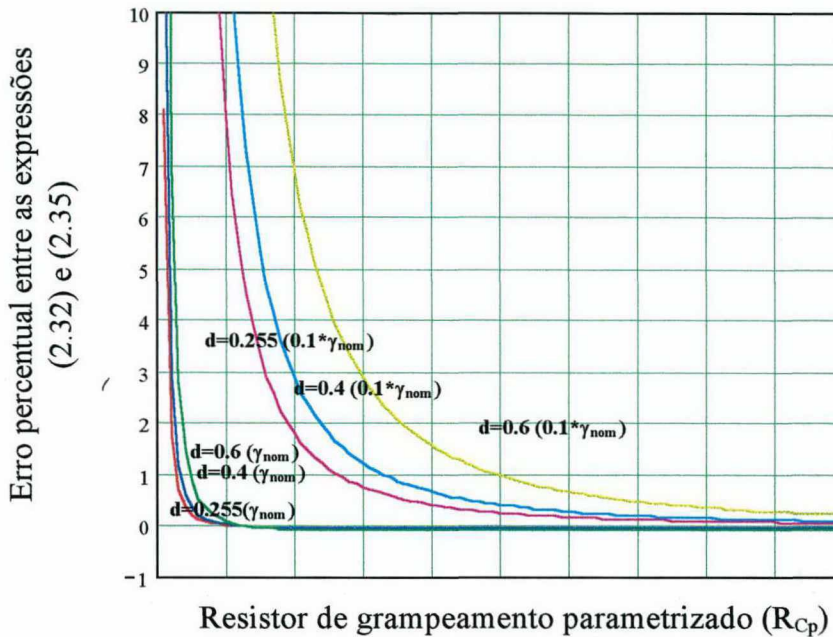


Fig. 2.15 - Erro percentual entre as expressões (2.31) e (2.35), em função do resistor de grampeamento parametrizada, para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.

Portanto, o resistor de grampeamento é calculado isolando a  $R_G$  na expressão (2.62).

$$R_G = 10^4 \cdot 40000\text{Hz} \cdot 0,5\mu\text{H} \cdot 10,5 = 2\text{k}\Omega$$

### 2.5.3.2 Grampeamento passivo parcialmente regenerativo.

A influência da resistência de grampeamento sobre os fatores supracitados é analisada a seguir:

#### ▪ Influência sobre tensão de grampeamento.

A expressão (2.39) pode ser reescrita de forma a explicitar a influência do resistor de grampeamento, conforme a expressão (2.49):

$$G_R = \frac{1}{2 \cdot (1-d)} \left( 3-d + \sqrt{(d+1)^2 + 2 \cdot \gamma^2 \cdot 10^4 \cdot R_{CP1}} \right) \quad (2.49)$$

A expressão (2.49) é representada graficamente através da Fig.2.16, onde a tensão de grampeamento é uma função de  $R_{Cp}$ , tendo como parâmetros a razão cíclica do conversor  $d$  e a corrente de carga parametrizada ' $\gamma$ '. Em relação a Fig.2.13, percebe-se que o comportamento qualitativo da tensão de grampeamento é equivalente. Do ponto



de vista quantitativo, o *Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo* apresenta uma tensão de grampeamento ligeiramente maior, porém a diferença observada é pequena.

- *Influência sobre a potência dissipada sobre o resistor de grampeamento.*

A potência dissipada no resistor pode ser expressa por:

$$P_{Diss} = \frac{(V_G - E)^2}{R_G} \quad (2.50)$$

Substitui-se a expressão (2.39) em (2.50), e parametrizando a expressão, obtém-se:

$$\overline{P_{diss}} = \frac{P_{diss}}{E^2} = \frac{1}{4} \frac{1 + d + \sqrt{(1 + d)^2 + 2 \cdot 10^4 \cdot \gamma^2 \cdot R_{Cp}}}{R_{Cp} \cdot (1 - d)} \quad (2.51)$$

$$\frac{1}{10^4 \cdot f \cdot Ld}$$

A expressão (2.51) é representada graficamente através da Fig.2.17, onde a potência dissipada é uma função de  $R_{Cp}$ , tendo como parâmetros a razão cíclica do conversor  $d$  e a corrente de carga parametrizada ' $\gamma$ '. Comparando o resultado com a Fig.2.14, novamente obtém-se um resultado qualitativamente similar. Entretanto, há uma visível redução na potência dissipada para o caso do *Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo*.

- *Influência sobre a aproximação contida na expressão (2.34).*

A Fig.2.18 ilustra o erro percentual entre a expressão (2.34) e a expressão calculada para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo. Em relação ao caso do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo, a resistência de grampeamento necessária para garantir uma aproximação satisfatória é mais elevada.

- *Escolha do resistor de grampeamento.*

As considerações do item são válidas para o caso do *Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo*. Assim, calcula-se o ganho de tensão de grampeamento máximo a partir da expressão (2.52).

$$G_{r\max} = \frac{K_s \cdot V_{S\max}}{E_{\max}} \quad (2.52)$$

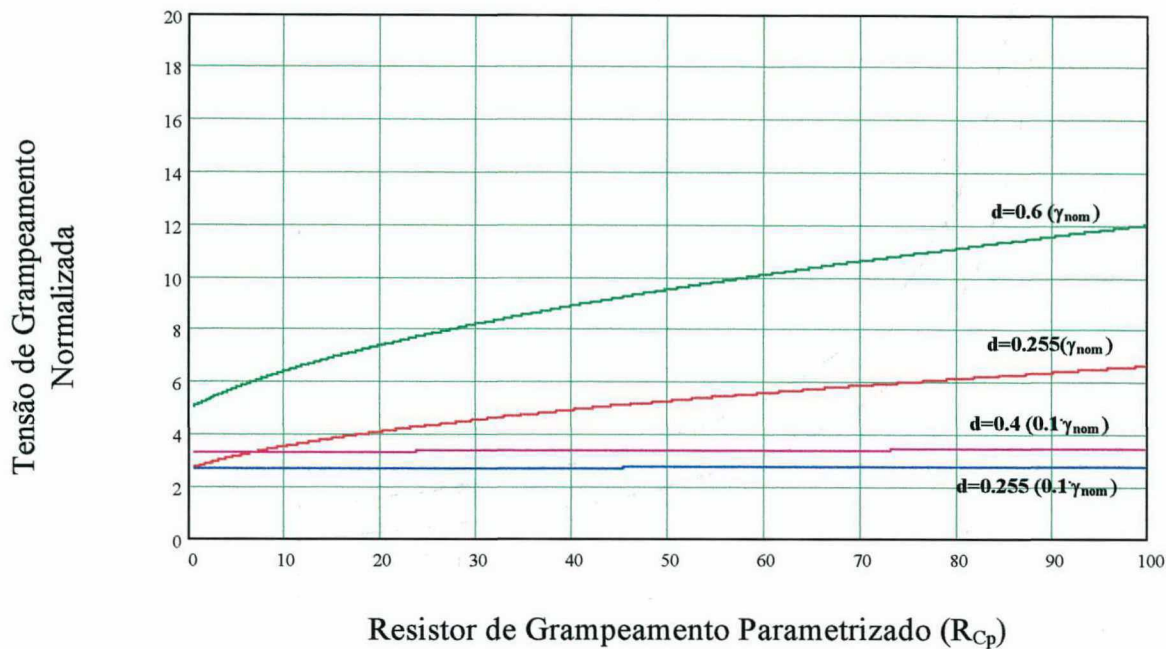


Fig. 2.16 - Tensão de Grampeamento Parametrizada em Função da Resistência de Grampeamento Parametrizada, para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

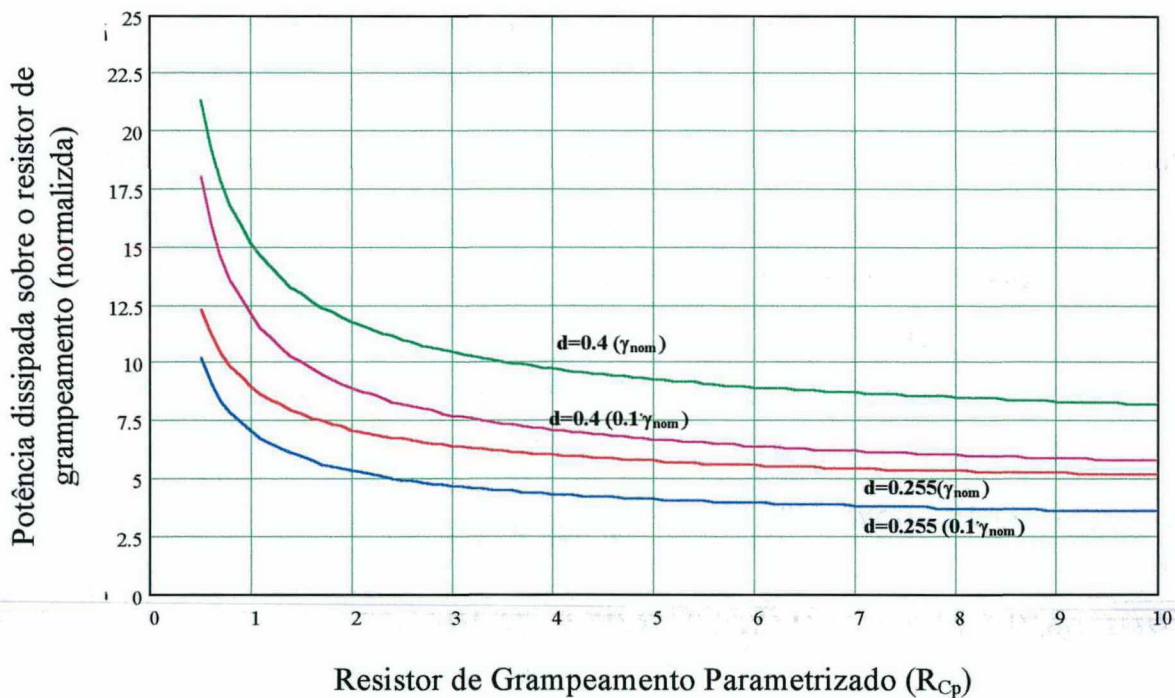


Fig. 2.17 - Tensão de Grampeamento Parametrizada em Função da Resistência de Grampeamento Parametrizada, para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

Adotando-se um margem de segurança de 20%, e assumindo a tensão máxima nos interruptores de 600V:

$$G_{r\acute{m}\acute{a}x} = \frac{0,8 \cdot 600V}{60V} = 8$$

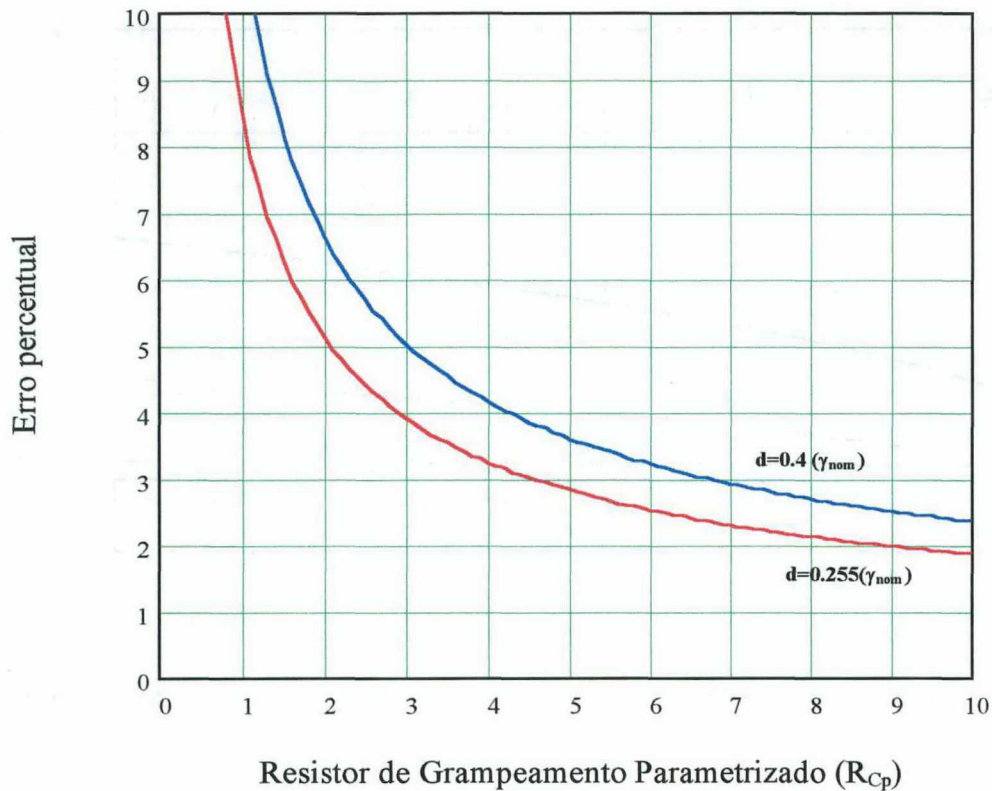


Fig. 2.18 - Erro percentual entre a característica de saída completa e sua aproximação, em função da Resistência de Grampeamento Parametrizada, para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

Conforme o gráfico da Fig.2.16,  $R_{Cp}$  pode ultrapassar o valor 100, para a potência e razão cíclica nominais definidas. Entretanto, para permitir a determinação da característica externa com valores de razão cíclica até 0,6, adotou-se o valor:

$$R_{Cp}=40 \quad (2.53)$$

Portanto, o resistor de grampeamento é calculado isolando a resistência de grampeamento  $R_C$  na expressão (2.62):

$$R_C = 10^4 \cdot 40000 \text{ Hz} \cdot 0,5 \mu\text{H} \cdot 40 = 8 \text{ k}\Omega$$

#### 2.5.4 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA

##### ▪ Cálculo da corrente média no indutor de entrada.

Procede-se inicialmente ao cálculo da corrente média no indutor de entrada, conforme a expressão abaixo.

$$I_{L_{md}} = I_o \frac{\overline{E_o}}{E_{min}} = 2 \cdot 1,6 \cdot \frac{62,5}{48} = 16,67 \text{ A}$$



▪ *Dimensionamento do indutor de entrada.*

Define-se  $\Delta I_{Lo}$  como a ondulação da corrente no filtro de entrada (parâmetro de projeto).

Arbitra-se:

$$\Delta I_{Lo} = 10\% \cdot I_{Lmd} = 0,1 \cdot 16,67 = 1,67 A$$

O valor escolhido segue o critério de redução dos esforços de corrente nos elementos do circuito.

$$L = \frac{E_{min} \cdot \gamma_{mdx} / E_{min}}{2 f \Delta I_L} = \frac{48 \cdot 0,4}{2 \cdot 40.000 \cdot 1,67} = 144 \mu H$$

### 2.5.5 CÁLCULO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA

Define-se  $\Delta V_o$  como a ondulação de tensão na saída ou ruído de chaveamento.

Arbitra-se:

$$\Delta V_o = 0,2V$$

O valor escolhido é coerente com a característica de tensão de saída aproximadamente constante.

$$C \geq \frac{E_o}{R} \frac{1}{\Delta V_o} (1-d) \frac{T}{2} = \frac{250}{156,25} \frac{1}{0,2} (1-0,4) \frac{25 \mu}{2} = 60 \mu F$$

### 2.5.6 CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA DOS INTERRUPTORES

Para fins de controle, é necessário calcular a razão cíclica dos interruptores.

Isolando D na expressão (1.1), obtém-se:

$$D = \frac{d+1}{2} = \frac{0,2375+1}{2} = 0,605$$

▪ *Tempo de habilitação dos interruptores.*

Para fins de simulação e implementação prática, é calculado o tempo de habilitação dos interruptores:

$$t_{chave} = D_{chave} \cdot T = 0,605 \cdot \frac{1}{40.000} = 15,625 \mu s$$



## 2.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O conversor foi simulado com os parâmetros projetados, utilizando o programa Pspice 4.05. O arquivo de simulação é apresentado no quadro abaixo:

```

Vin 1a 0 48V ;Tensão de Entrada
L1 1a 1 149uH ic=17.2A ;Indutância de Entrada
S1 2a 0 1g 0 smodel ;Interruptor S1
S2 3a 0 2g 0 smodel ; Interruptor S2
Cgr 8 0 8.4uF ic=233V ;Capacitor de Grampeamento
Rdiss 8 0 2100ohm ;Resistor de Grampeamento
Dgr1 2a 8 dmodel ;Diodo de Grampeamento
Dgr2 3a 8 dmodel ; Diodo de Grampeamento
V1 1V 0 pulse(0 10 0 130n 210n 15.625u 25u);
V2 2V 0 pulse(0 10 12.5u 130n 210n 15.625u 25u)
RG1 1G 1V 6ohm ;Resistor de Gate do Interruptor S1
RG2 2G 2V 6ohm ;Resistor de Gate do Interruptor S2
;Transformador Push-Pul Valores reais do transformador utilizado no protótipo
Lp1 2 1 107uH ; Indutância magnetizante do enrolamento primário
Lp2 1 3 107uH ; Indutância magnetizante do enrolamento primário
Rp 2 4 1meg ;resistor utilizado para dar continuidade ao circuito, por convergência
Ls1 4 5 1674uH ;Indutância magnetizante do enrolamento secundário
Ls2 5 6 1674uH ;Indutância magnetizante do enrolamento secundário
k1 Lp1 Lp2 Ls1 Ls2 0.9999999999999999 ;fator de acoplamento do transformador
* a simulação consiste de um transformador ideal e duas indutâncias de dispersão
Ld1 2 2a 2uH ic=8.6A ;indutancia de dispersao do primario
Ld2 3 3a 2uH ic=8.6A ;indutancia de dispersao do primario
D3 4 7 dmodel ;diodo retificador de saída
D4 6 7 dmodel ;diodo retificador de saída
Co1 7 5 150uF IC=250V ;capacitor de filtragem da tensão de saída
Ro1 7 5 78.25ohm ;resistor de carga
.lib ; diode.lib pwrmos.lib
.model smodel vswitch(von=5 voff=1 ron=.01 roff=1meg)
.model dmodel d

```

```
.tran 10n 10m 0 50n uic;
.options itl4 = 1000000 itl5 = 0 width = 132 retol = 500u vntol = 10u abstol = 500u ; *ipsp*
.probe
.end
```

Os nós apresentados no quadro acima correspondem aos nós da Fig.2.19.

### 2.6.1 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas por simulação. Optou-se por idealizar os interruptores, de forma a apenas verificar os fenômenos de primeira ordem do conversor.

A Fig.2.20 ilustra as correntes através do indutor de entrada e de um interruptor. Esta figura ilustra que o interruptor assume integralmente a corrente de entrada, durante a terceira etapa (transferência de potência). A diferença verificada entre os níveis de corrente nas etapas de acumulação de energia são resultado de problemas de convergência do software de simulação.

A Fig.2.21 ilustra a tensão e a corrente no interruptor  $S_1$ . Observa-se que o intervalo efetivo em que a tensão é grampeada é pequeno. Terminada a etapa de grampeamento, a tensão sobre o capacitor de grampeamento é dividida igualmente entre o diodo de grampeamento e o interruptor do mesmo braço.

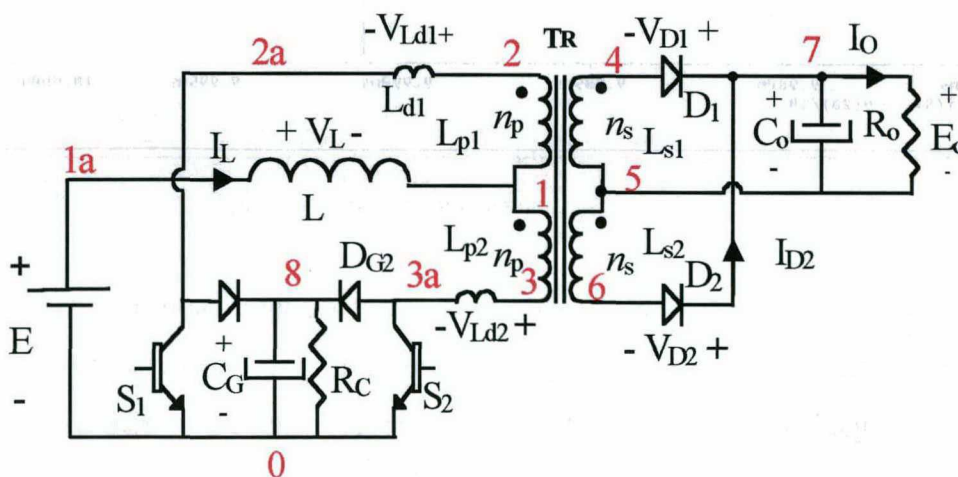
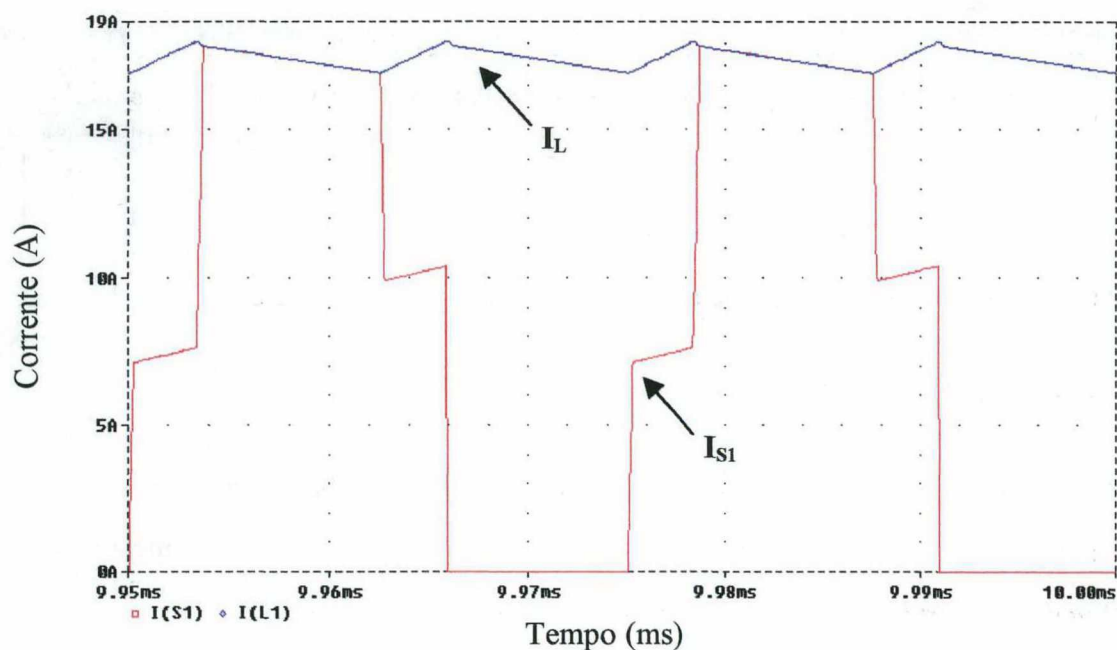
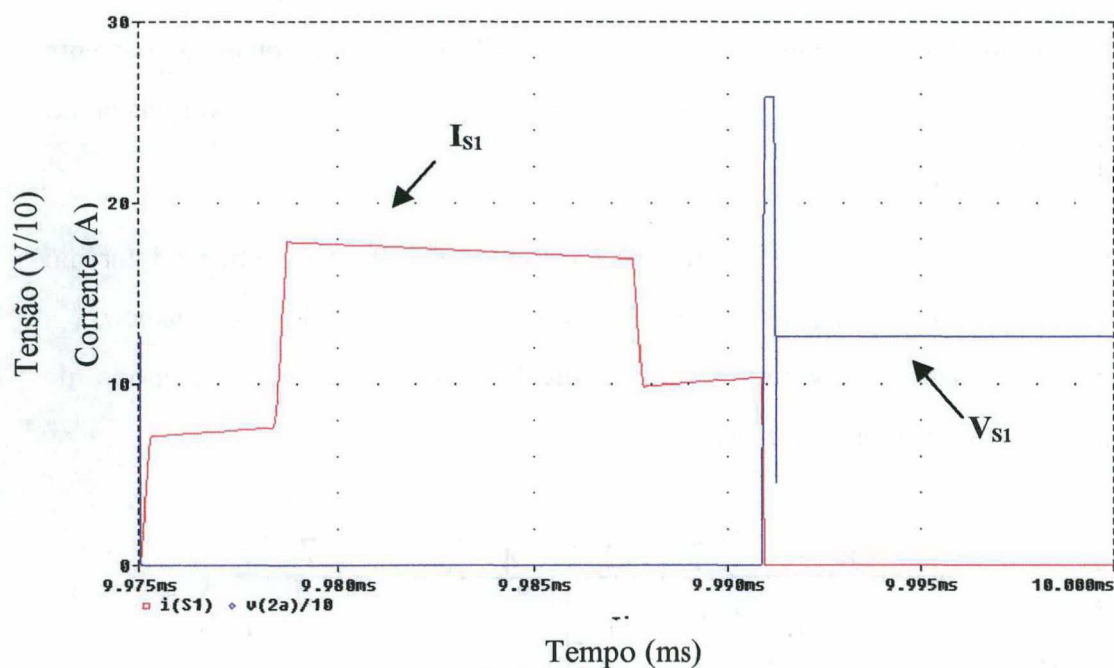


Fig. 2.19 - Circuito simulado.


 Fig. 2.20 - Corrente através do interruptor  $S_1$  e do indutor de entrada

 Fig. 2.21 - Tensão e corrente no interruptor  $S_1$ .

A Fig.2.22 ilustra a tensão e a corrente em um interruptor, com escala de tempo expandida, ilustrando o detalhe do bloqueio do interruptor  $S_1$ , e percebe-se que esta comutação é dissipativa. Esta comutação constitui-se em uma das principais fontes de perdas do conversor.



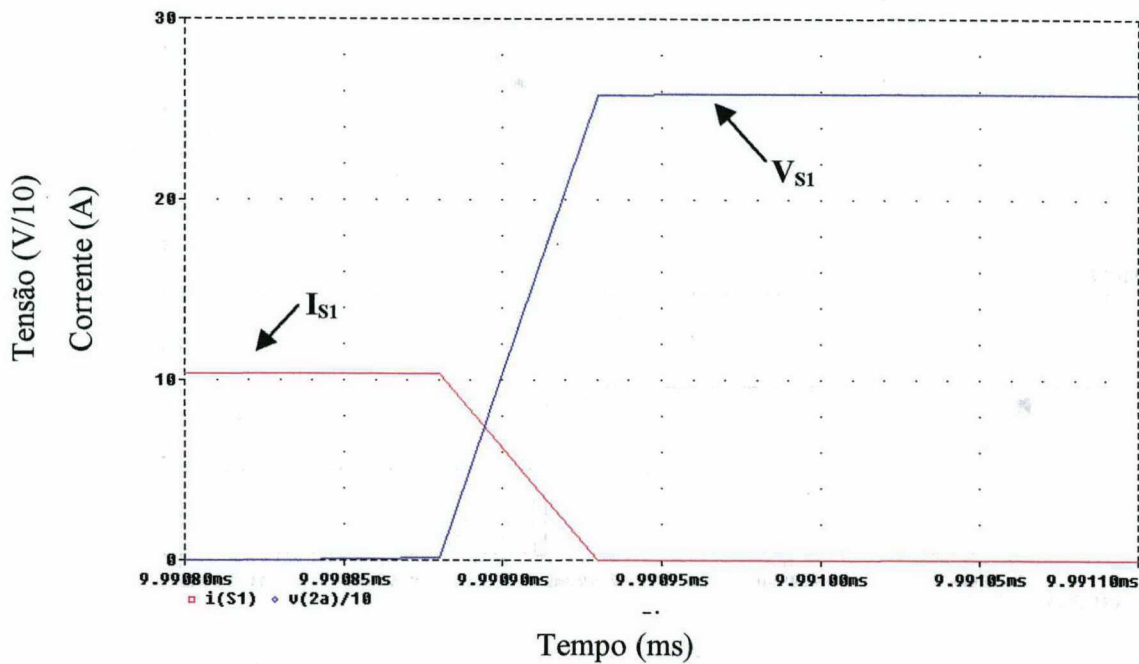


Fig. 2.22 - Bloqueio do interruptor  $S_1$ .

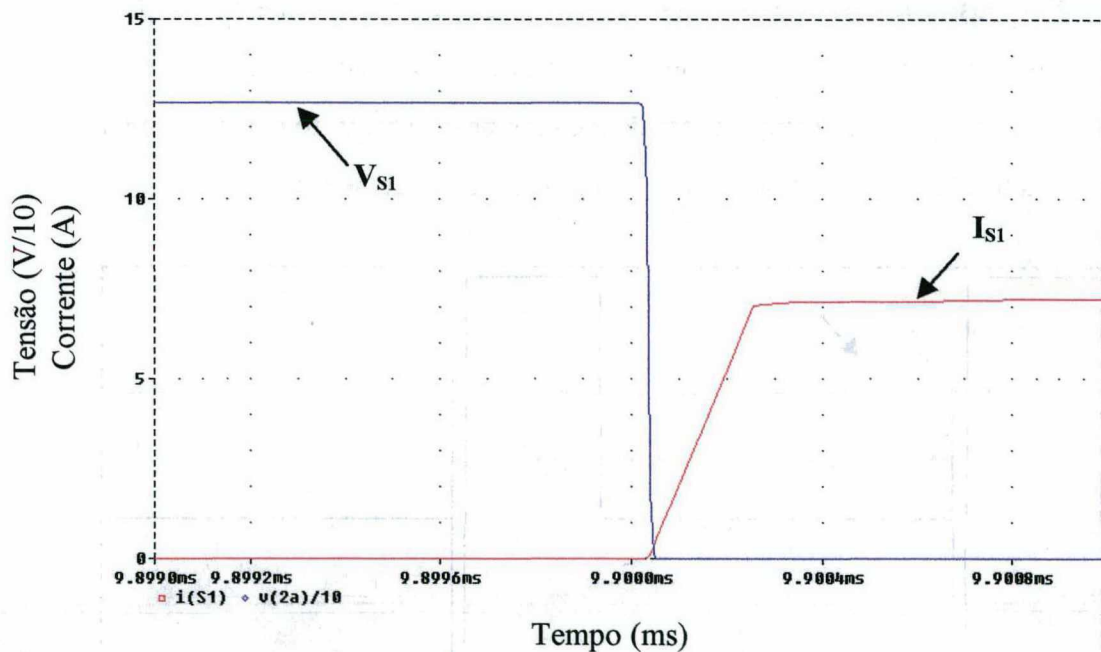


Fig. 2.23 - Entrada em condução do interruptor  $S_1$ .

A Fig.2.23 ilustra a tensão e a corrente em um interruptor, com escala de tempo expandida, ilustrando o detalhe da entrada em condução do interruptor  $S_1$ . Uma vantagem natural deste conversor é a entrada em condução não dissipativa, em função da inércia de corrente propiciada pelas indutâncias de dispersão do transformador.



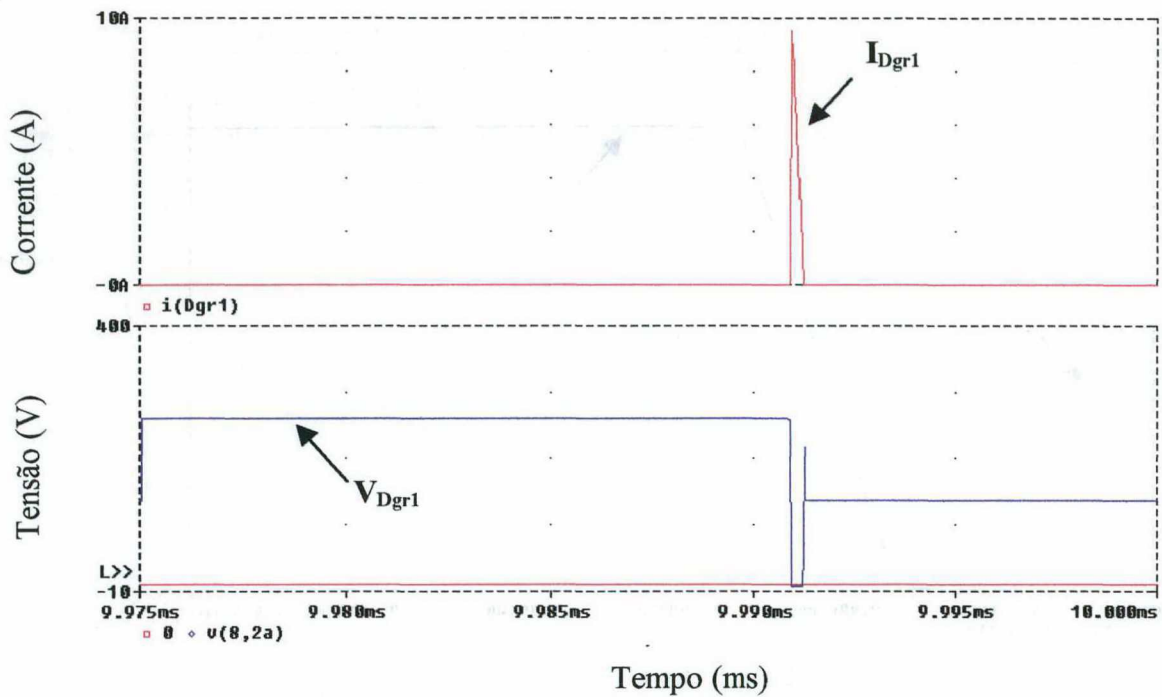


Fig. 2.24 - Tensão e corrente em um diodo de grampeamento.

A Fig.2.24 ilustra a tensão e corrente em um diodo de grampeamento. O patamar superior da tensão do diodo de grampeamento corresponde à tensão de grampeamento. O patamar inferior corresponde à metade da tensão de grampeamento, visto que ao término da segunda etapa, a tensão sobre o capacitor de grampeamento divide-se em dois.

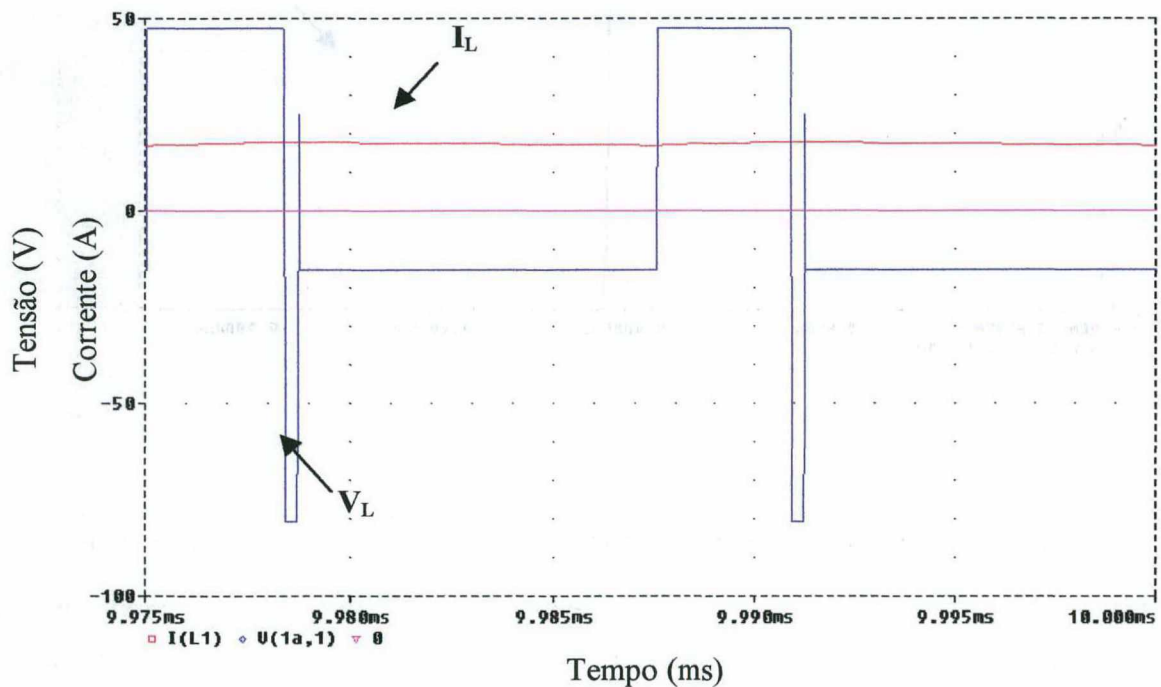


Fig. 2.25 - Tensão e corrente no indutor de entrada.

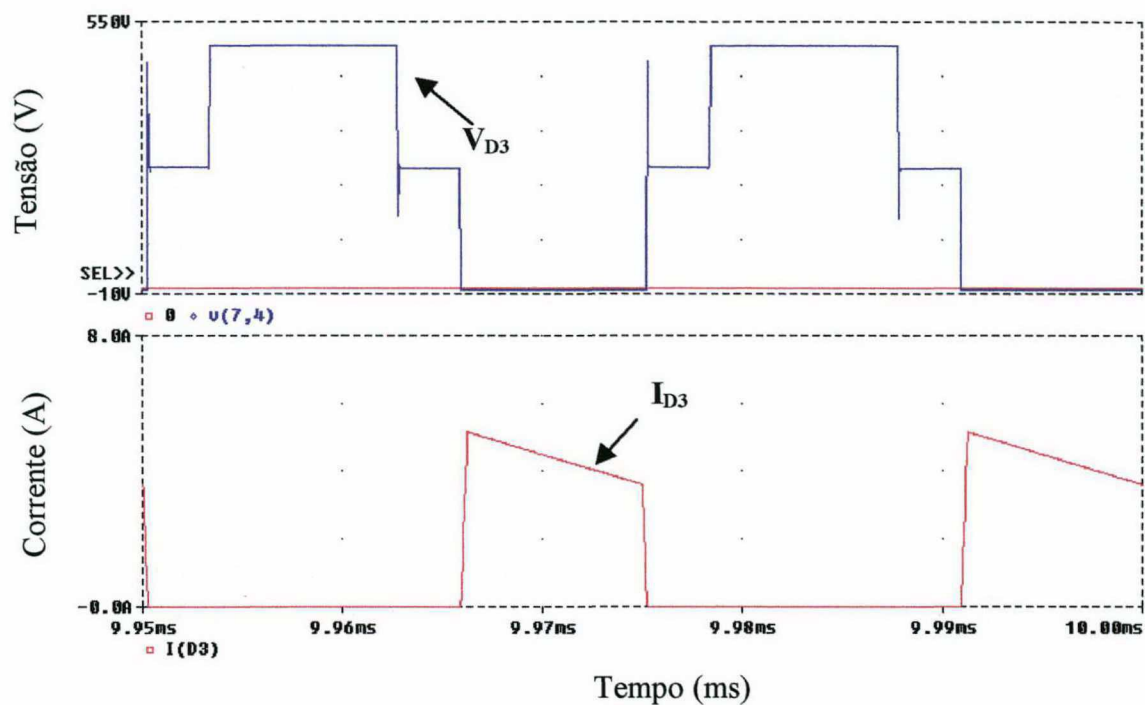


Fig. 2.26 - Tensão e corrente em um diodo de saída.

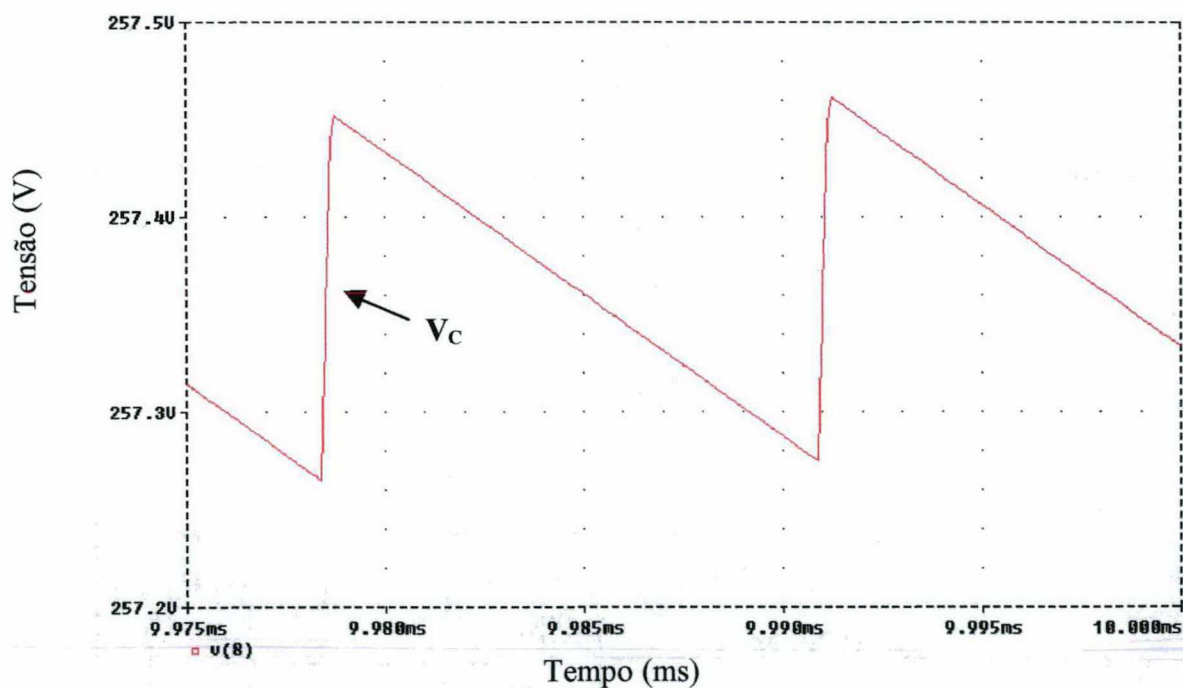


Fig. 2.27 - Ondulação de tensão no capacitor de grampeamento.

A Fig.2.25 ilustra a tensão e a corrente no indutor de entrada. Observa-se que a etapa de grampeamento é pequena em relação ao restante do período. A variação da corrente no indutor de entrada é pequena durante este intervalo.

A Fig.2.26 ilustra a tensão e a corrente em um diodo de saída. O diodo de saída deve suportar, durante o intervalo de condução do diodo complementar, uma tensão equivalente

a duas vezes a tensão de saída. Durante a maior parte do intervalo de condução do diodo, a corrente possui a forma de onda da corrente no indutor de entrada. Percebe-se que as etapas 2 e 4 possuem pequena influência no valor da corrente média na saída.

A Fig.2.27 ilustra a tensão e corrente no capacitor de grampeamento. Observa-se o capacitor de grampeamento recebe a energia das indutâncias de dispersão em intervalos curtos em relação ao período de chaveamento.

## 2.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A seguir são apresentados os principais resultados experimentais, para ambos os conversores.

### 2.7.1 CIRCUITO IMPLEMENTADO

#### 2.7.1.1 Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.

O esquema do protótipo implementado é ilustrado na Fig.2.28. A estrutura montada para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo foi reutilizada para a implementação deste conversor.

As especificações dos componentes do protótipo são apresentadas na Tabela 2.4.

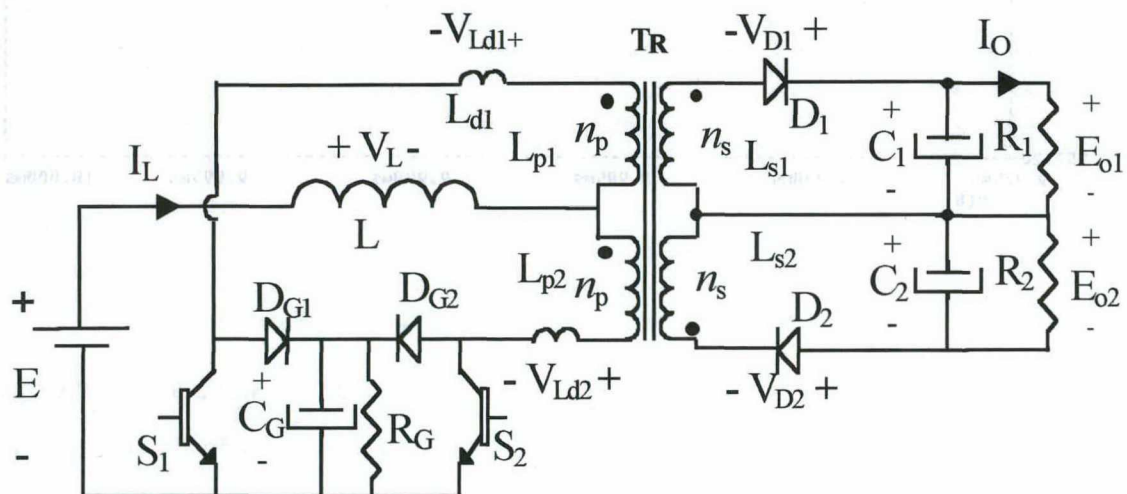


Fig. 2.28 - Protótipo implementado para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo



Tabela 2.4 - Lista de componentes do circuito de potência, do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo

Elemento	Descrição	Especificação
E	Fonte de alimentação (tensão constante)	48/60 V
S <sub>1</sub> /S <sub>2</sub>	Transistores de potência ( IGBT's)	IRG4PC50U ( <i>International Rectifier</i> )
D <sub>1</sub> /D <sub>2</sub> /D <sub>3</sub> /D <sub>4</sub>	Diodos <i>ultrafast</i>	MUR860
Tr	Transformador <i>Push-Pull</i>	n <sub>p</sub> = 16 esp / 5 fios 19AWG n <sub>s</sub> = 4 esp. / 2 fios 19AWG Núcleo E65/26 – Thornton/IP12
L	Indutor de entrada	L=149uH 25esp./7 fios 19 AWG Núcleo E65/26 – Thornton/IP12
C <sub>C</sub>	Capacitor de grampeamento	C=7,6uF (3x2,2uF B32614/FD + 1uF B32614/JD) – polipropileno
R <sub>C</sub>	Resistor de grampeamento	R= 2.1kΩ (2x1+.5+.5)kΩ/10W
C <sub>O1</sub> , C <sub>O2</sub>	Capacitor de filtragem da tensão de saída	C=150uF (2 unidades) Eletrolítico / Siemens /84091
R <sub>O</sub>	Resistência de carga	R=156 Ω (2 unidades) / 400W
Dissipador	1,1 Celsius/Watt	Interruptores e diodos de grampeamento

### 2.7.1.2 Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

O esquema do protótipo implementado é ilustrado na Fig.2.29. A estrutura montada para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo foi reutilizada para a implementação deste conversor.

Em termos de componentes, a única diferença reside no valor da resistência de grampeamento, elevada para 8600Ω



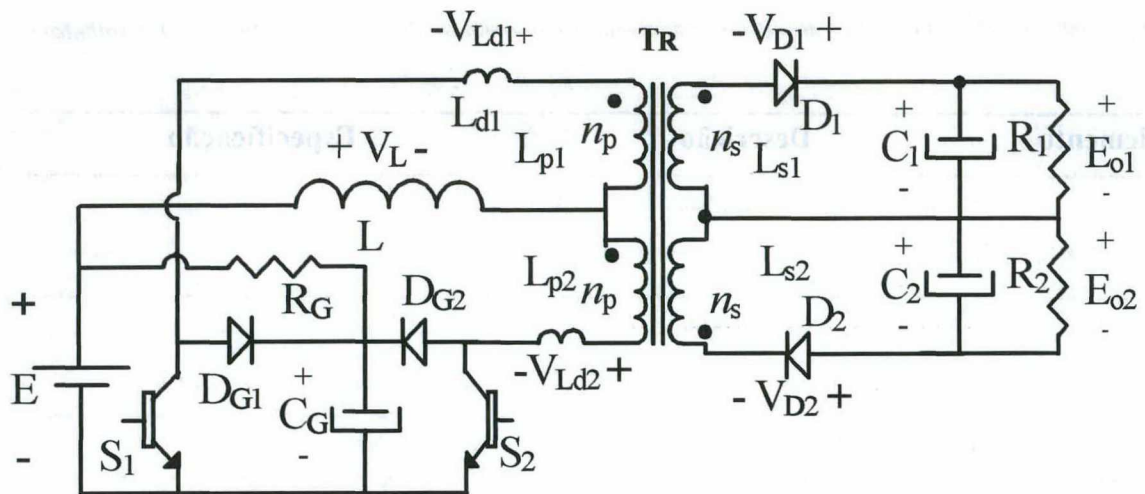


Fig. 2.29 - Protótipo implementado para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

### 2.7.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

As formas de onda são apresentadas apenas para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo. Dada a similaridade entre os conversores, tornar-se-ia redundante apresentar as formas de onda para o caso do Grampeamento Passivo.

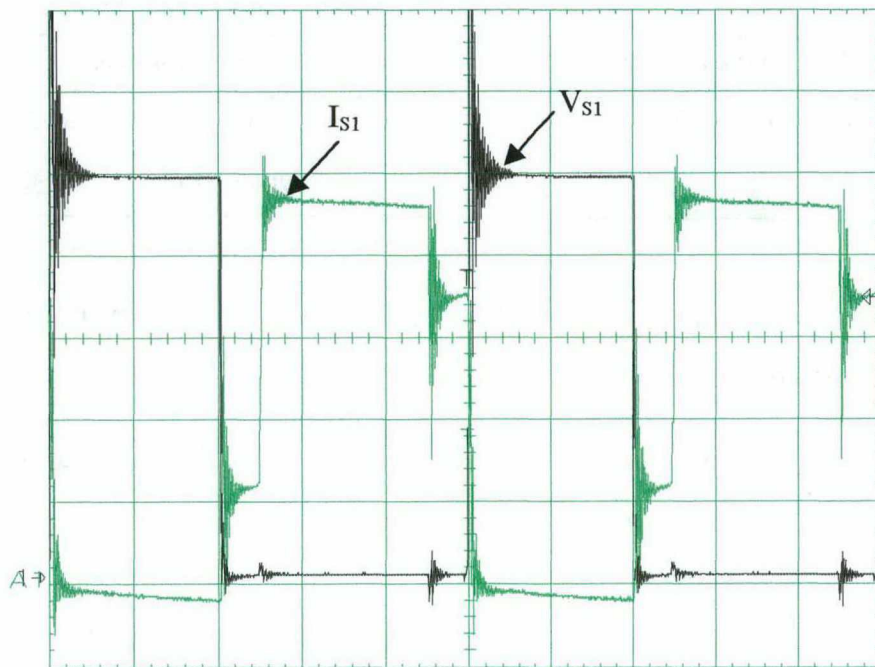


Fig. 2.30 - Tensão sobre o interruptor  $S_1$  e correntes através de  $S_1$ . Escalas: 20V/div.; 2A/div.; 5μs/div.

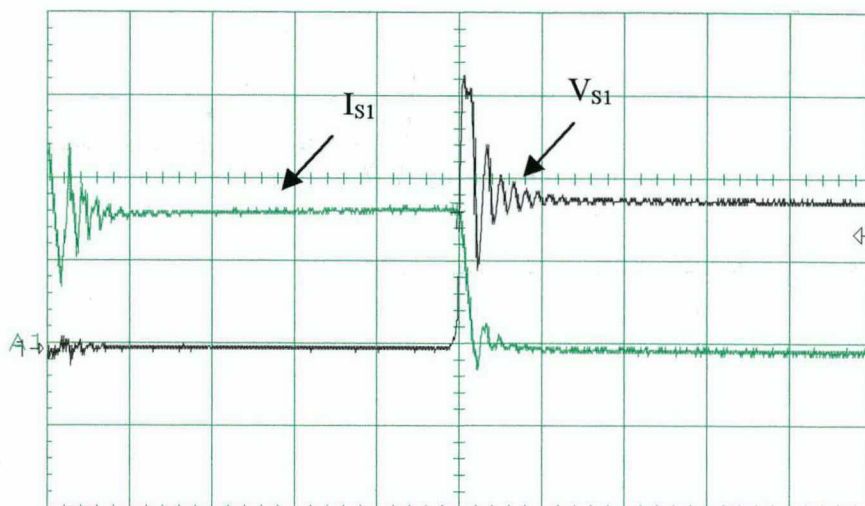


Fig. 2.31 - Detalhe do bloqueio de um interruptor, tensão e corrente em um interruptor. Escalas: 50V/div.; 5A/div.; 1 $\mu$ s/div.

A Fig.2.30 ilustra a tensão e a corrente em um dos interruptores. Há um desnível de corrente nas etapas de acumulação de energia, em função das distintas indutâncias de dispersão nos enrolamentos primários. Concluída a etapa de grampeamento, a tensão nos interruptores não corresponde à metade da tensão de grampeamento, visto que a divisão de tensão entre o diodo e o interruptor é efetivamente definida por seus elementos parasitas. A oscilação na tensão do interruptor, durante a etapa de grampeamento, é analisada a seguir.

A oscilação verificada na Fig.2.30 é visualizada em uma escala de tempo ampliada na Fig.2.31. Dado o pequeno valor da indutância de dispersão do transformador ( $L_d=0,5\mu\text{H}$ ), a duração da etapa de grampeamento é da ordem do tempo de bloqueio do interruptor. A sobreposição destes fenômenos acentua a esperada oscilação provocada pela recuperação reversa do diodo de grampeamento. A sobreposição de tensão e corrente no interruptor indica que a comutação é de fato dissipativa.

A Fig.2.32 ilustra a entrada em condução do interruptor. Verifica-se que esta comutação apresenta poucas perdas, conforme esperado, em função da indutância de dispersão do transformador. A oscilação vista na corrente está relacionada ao início da etapa de acumulação no indutor de entrada, onde ocorre curto-circuito magnético do transformador *Push-Pull*. Esta oscilação reflete-se sobre a tensão nos enrolamentos do transformador. Entre as prováveis causas, destaca-se a existência de capacitâncias parasitas entre as espiras dos elementos magnéticos, que naturalmente impedem uma variação de tensão instantânea sem reverberações.



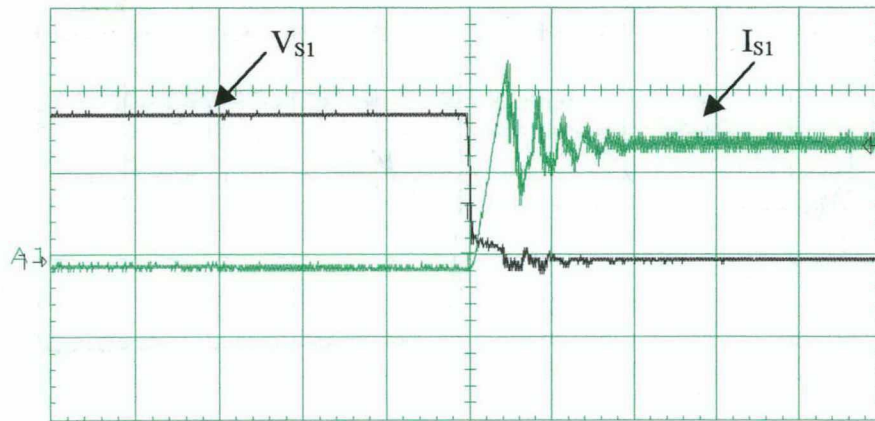


Fig. 2.32 - Detalhe da entrada em condução de um interruptor. Escalas: 50V/div.; 5A/div.; 0,5μs/div.

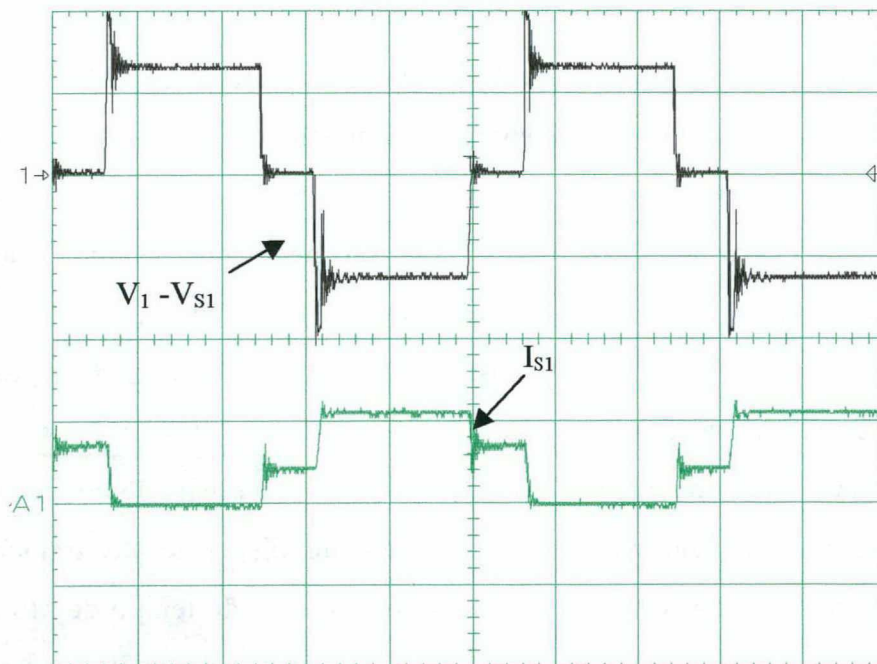


Fig. 2.33 - Tensão sobre as extremidades do primário do transformador *Push-Pull* e corrente através de um interruptor. Escalas: 100V/div.; 20A/div.; 5μs/div.

Observa-se na Fig.2.33 o processo de magnetização e desmagnetização do transformador. Durante a etapa em que o interruptor observado conduz a totalidade da corrente de carga, a tensão sobre as extremidades do transformador é igual a duas vezes a tensão da saída referida ao primário.

### 2.7.3 CARACTERÍSTICAS EXPERIMENTAIS

A seguir são apresentadas as características de saída e de grampeamento experimentais, além de uma curva de rendimento para os conversores *Push-Pull*

Alimentados em Corrente com Grampeamento Passivo e com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

2.7.3.1 *Característica de saída.*

Através da Fig.2.34 observa-se a característica de saída experimental, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo, considerando tensão de saída e razão cíclica constantes. A dependência em relação à carga aumenta conforme o aumento da razão cíclica do conversor.

Característica semelhante, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo, é apresentada na Fig.2.35. Obteve-se um comportamento similar, do ponto de vista qualitativo. Entretanto, a dependência do ganho estático em função da carga é menor para este caso.

As Figs.2.36 e 2.37 ilustram as características de saída experimentais e teóricas, para ambos conversores, em função da corrente de carga parametrizada, de forma a comprovar a eficácia das características teóricas como ferramentas de projeto. Para ambas curvas, o erro percentual entre os valores teóricos e práticos é pequeno.

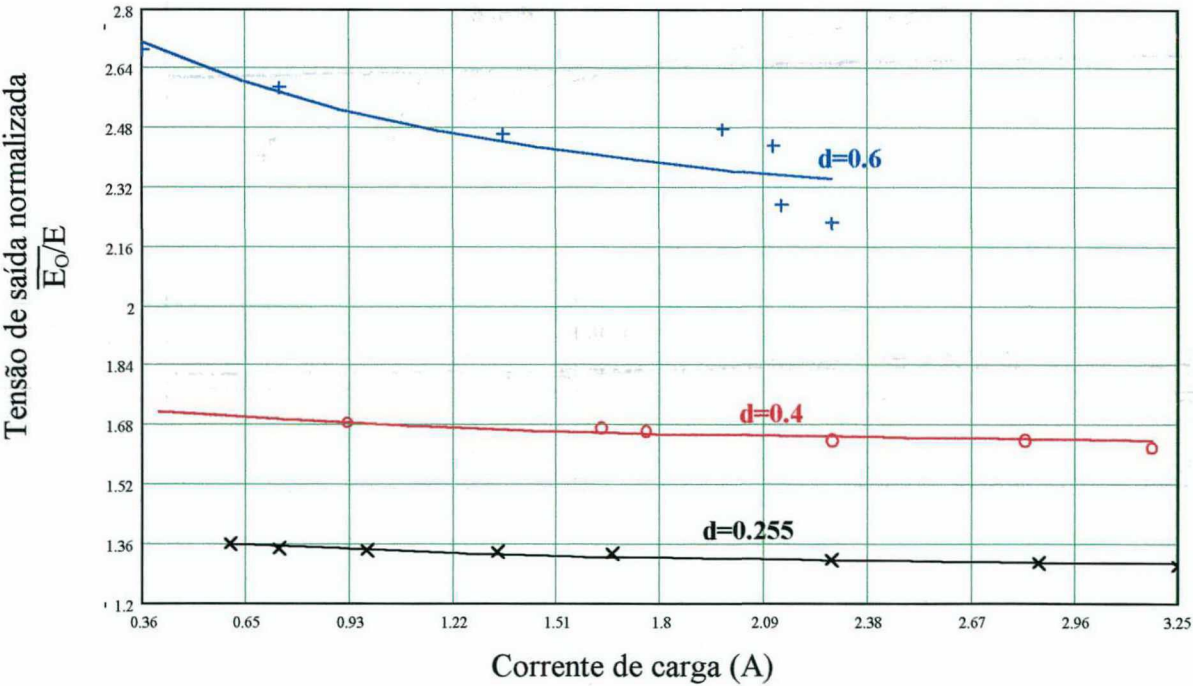


Fig. 2.34 - Característica de saída para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo, em função da corrente de carga, usando uma razão cíclica do conversor constante como parâmetro.



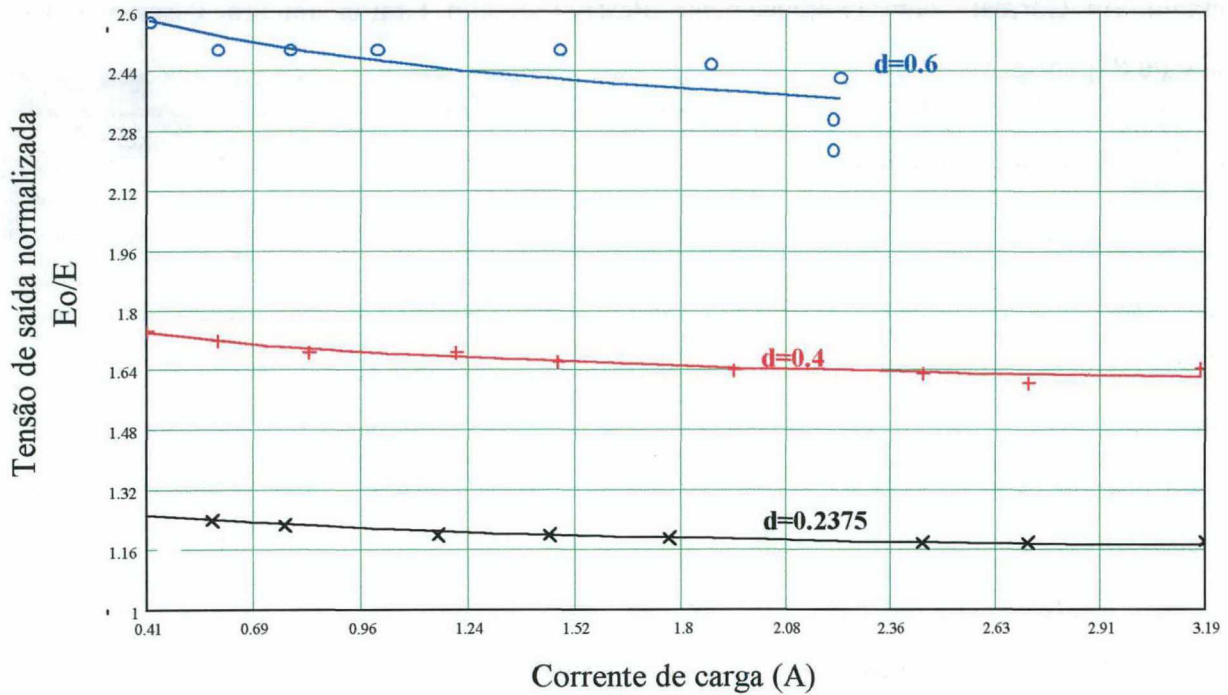


Fig. 2.35 - Característica de carga para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo, em função da corrente de carga, usando uma razão cíclica do conversor constante como parâmetro.

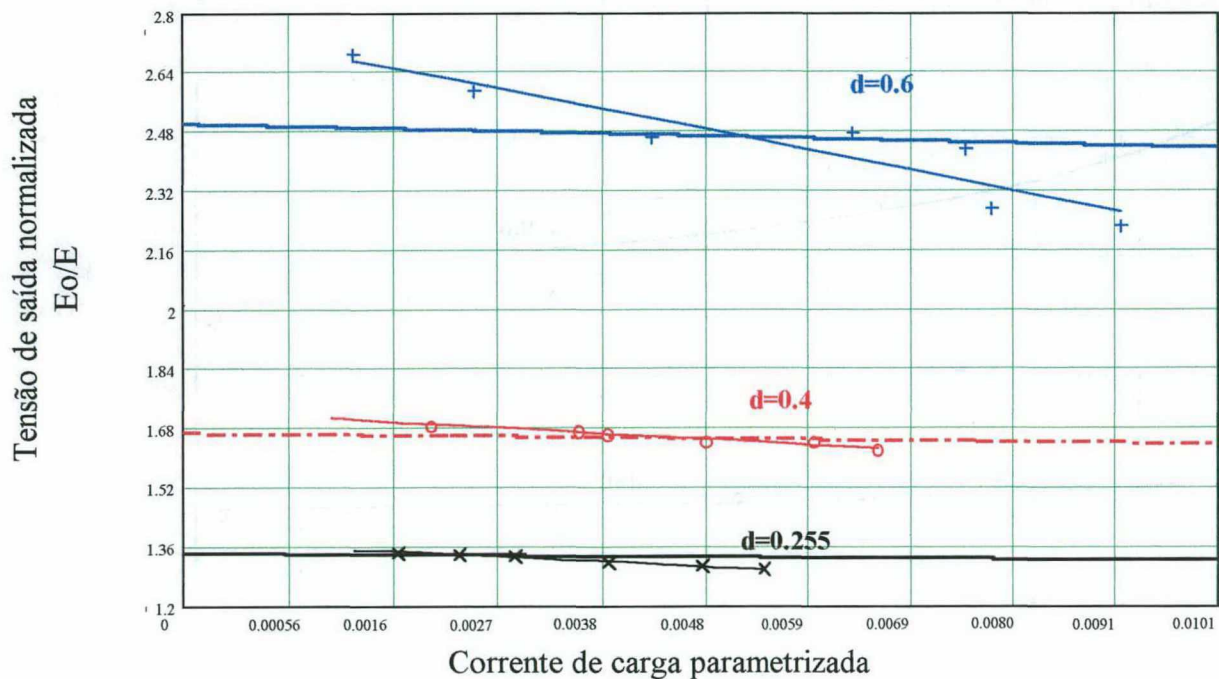


Fig. 2.36 - Característica de saída experimental e teórica para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo, em função da corrente de carga parametrizada, usando a razão cíclica do conversor (constante) como parâmetro.

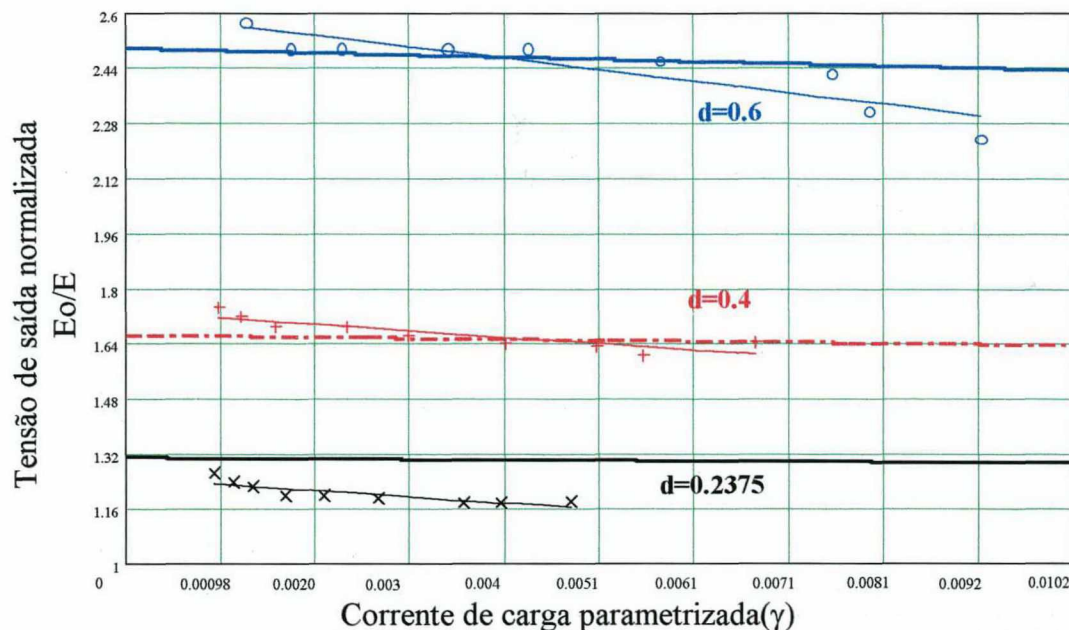


Fig. 2.37 - Característica de carga experimental e teórica para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo, em função da corrente de carga parametrizada, usando uma razão cíclica do conversor constante como parâmetro.

### 2.7.3.2 Característica de grampeamento.

As Figs. 2.38 e 2.39 ilustram as curvas de grampeamento obtidas experimentalmente. Observa-se, como previsto teoricamente, uma maior dependência da tensão de grampeamento em função da carga, para o caso do Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.

### 2.7.3.3 Curvas de rendimento.

As figuras 2.40 e 2.41 ilustram curvas de rendimento obtidas experimentalmente, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo. Para o caso da Fig.2.41, foi utilizada uma resistência de grampeamento menor ( $120\Omega$ ), em função de uma limitação na tensão dos diodos anti-paralelos. Percebe-se uma aguda queda de rendimento em função da limitação da tensão de grampeamento.

A Fig.2.42 ilustra a curva de rendimento para o caso do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo. Obteve-se um rendimento ligeiramente superior em relação aos casos anteriores.

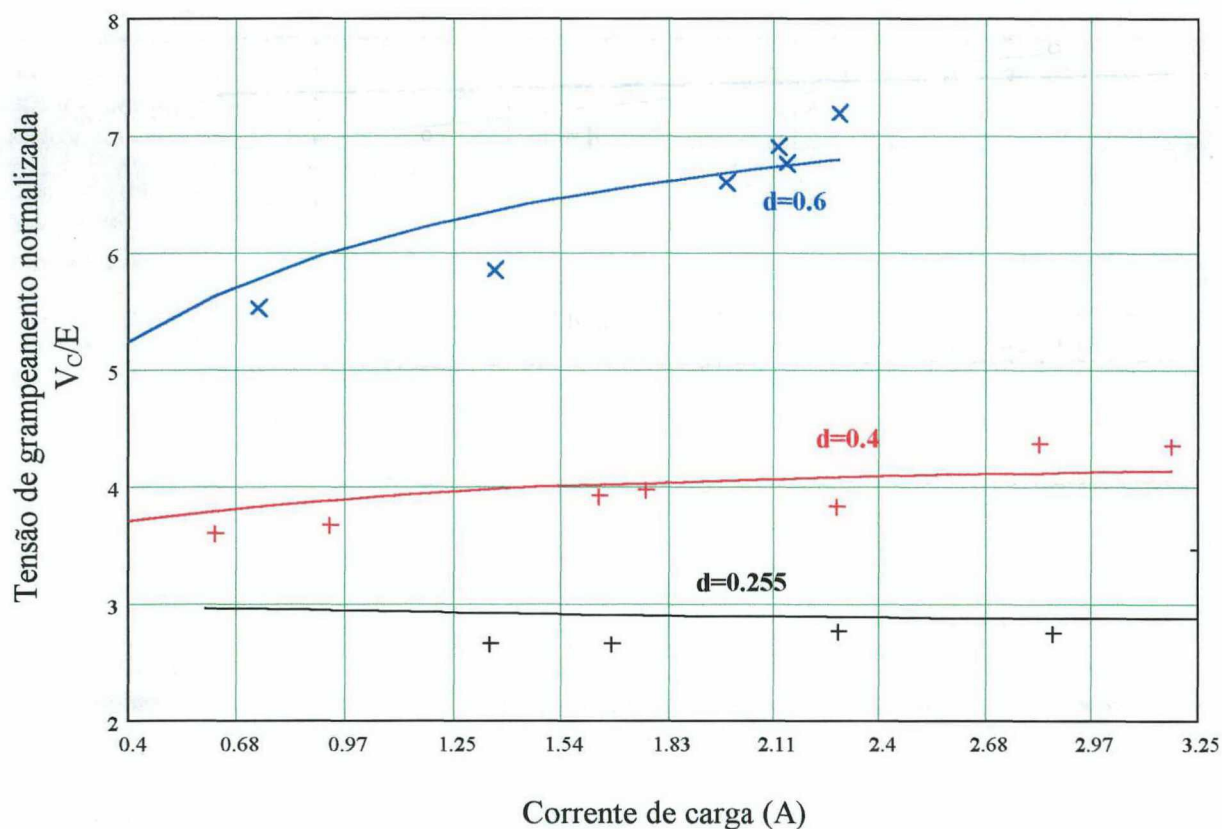


Fig. 2.38 - Tensão de grampeamento normalizada em função da corrente de carga, utilizando a razão cíclica do conversor (constante) como parâmetro, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.

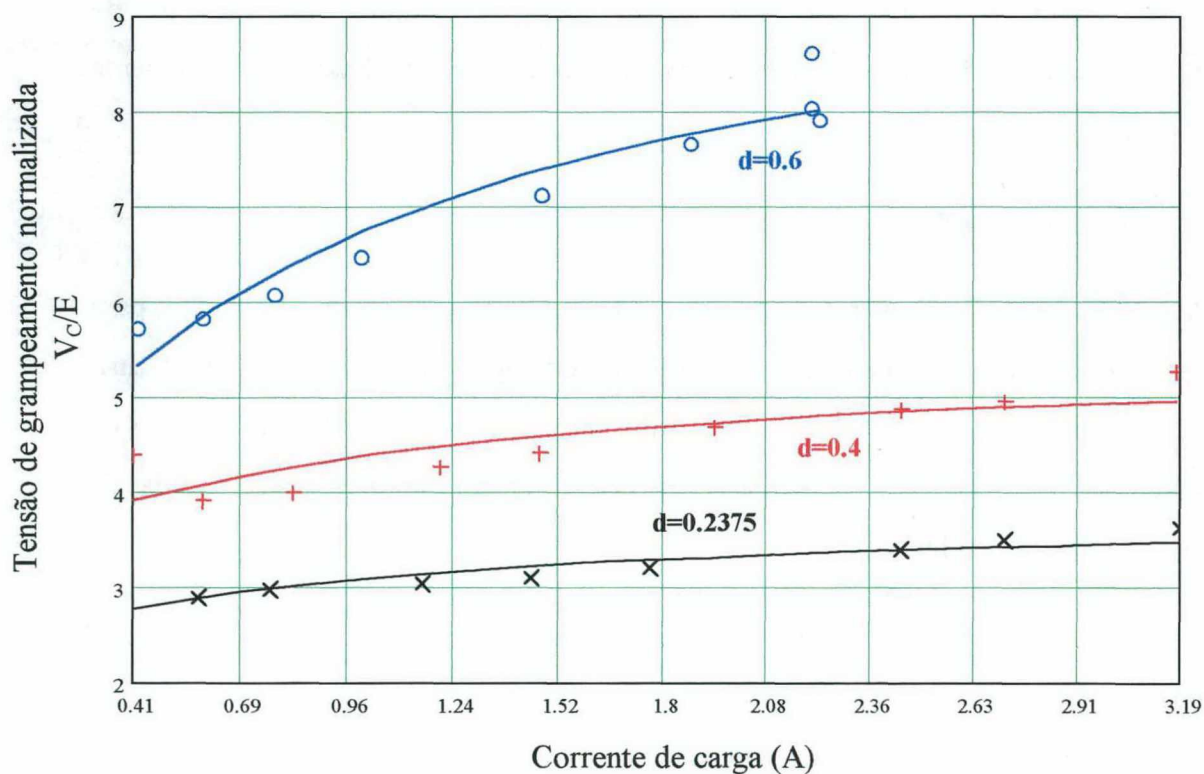


Fig. 2.39 - Tensão de grampeamento normalizada em função da corrente de carga, utilizando a razão cíclica do conversor (constante) como parâmetro, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo.



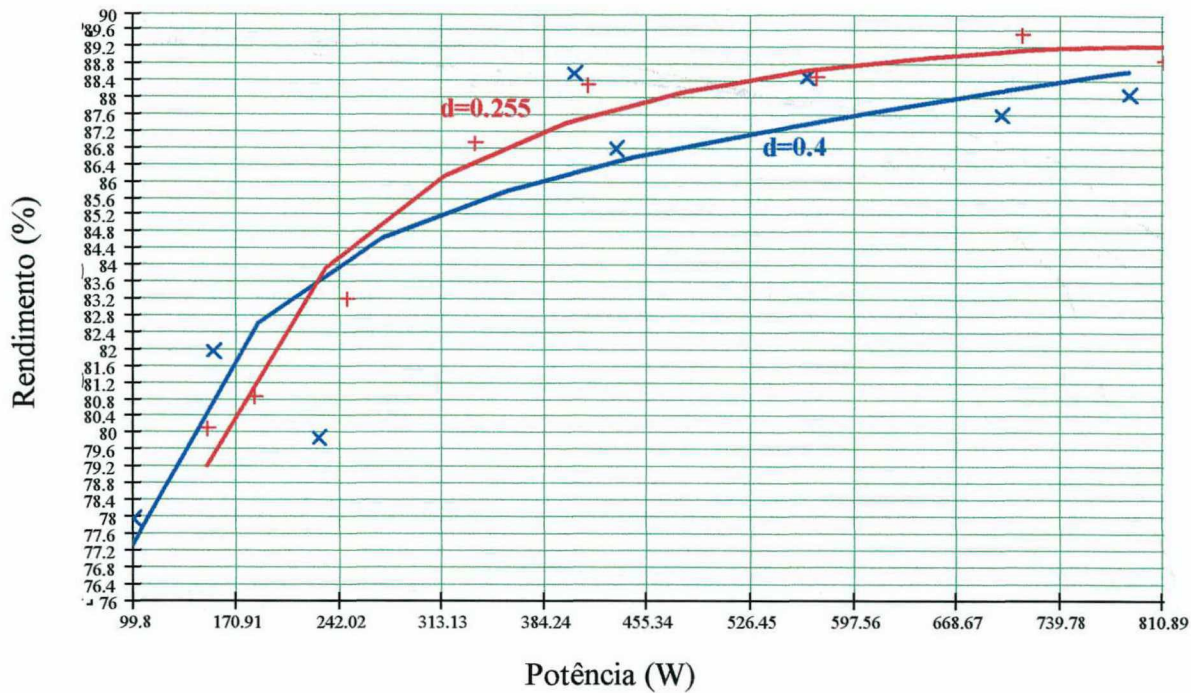


Fig. 2.40 - Curva de rendimento, para tensão de saída constante, utilizando a razão cíclica do conversor (constante) como parâmetro para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo.

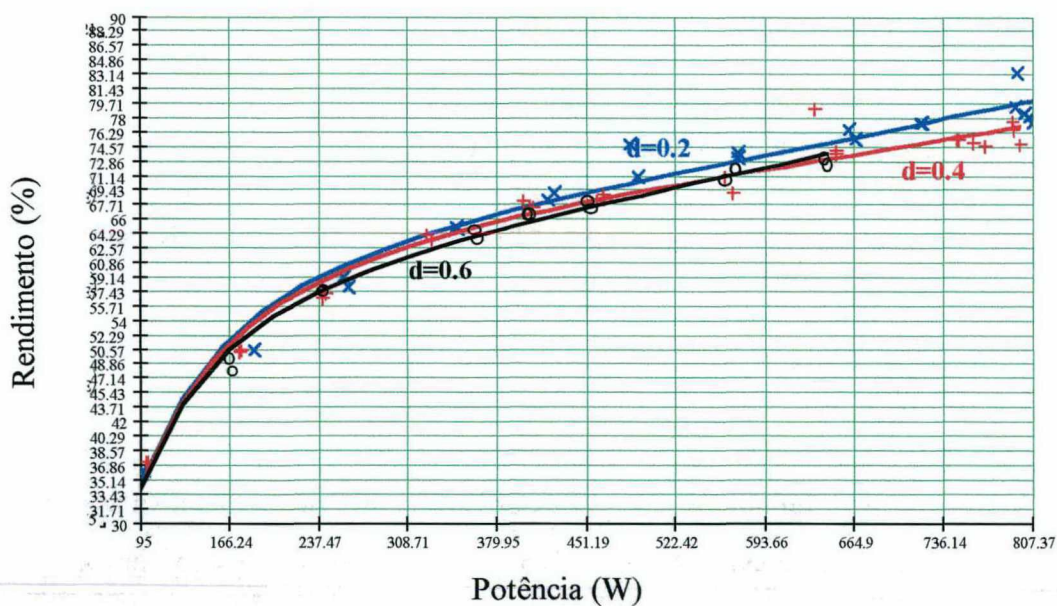


Fig. 2.41 - Curva de rendimento, para tensão de saída constante, utilizando a razão cíclica do conversor (constante) como parâmetro para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo (com baixa tensão de grampeamento)

Qualitativamente, as curvas de rendimento apresentam os seguintes padrões de comportamento:

- Queda de rendimento em função do aumento da razão cíclica, devido ao aumento das perdas de condução.



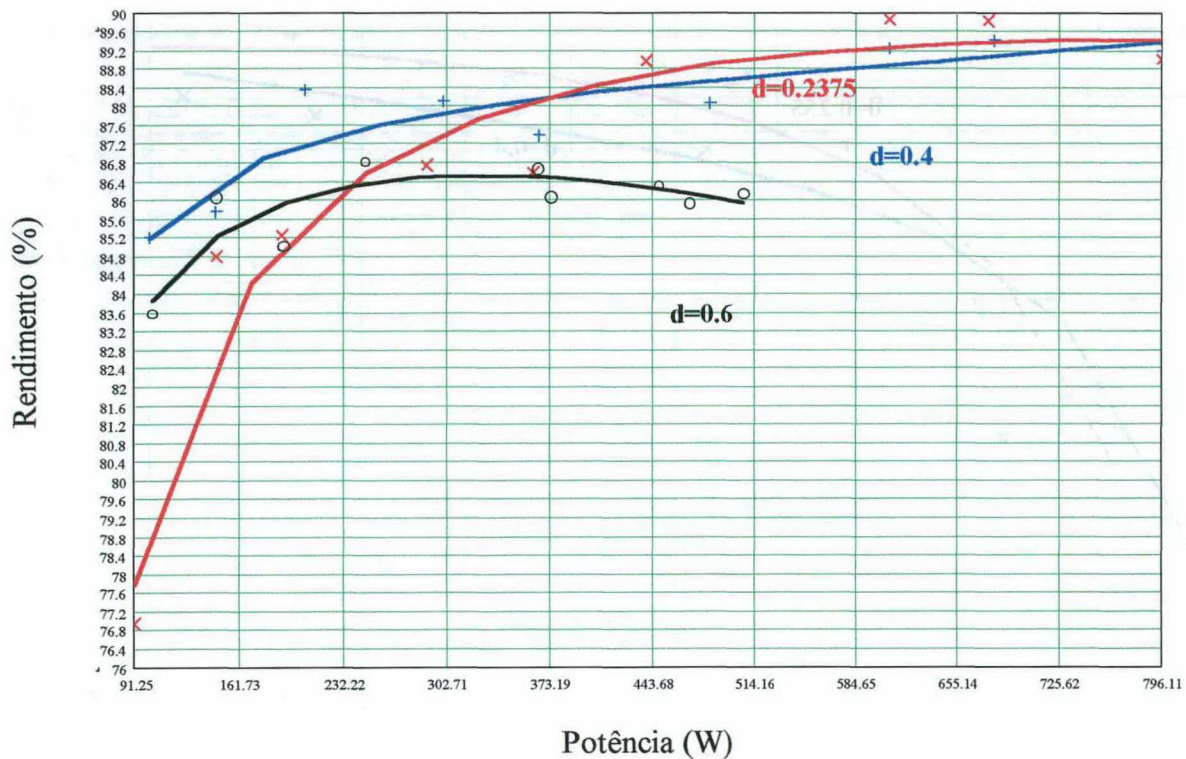


Fig. 2.42 - Curva de rendimento, para tensão de saída constante, utilizando a razão cíclica do conversor (constante) como parâmetro, para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo

- Existência de um ponto ótimo de operação em função das perdas do conversor.

Para a determinação do ponto ótimo, tornar-se-ia necessário um estudo de perdas do conversor.

## 2.8 CONCLUSÕES

Os conversores *Push-Pull* Alimentados em Corrente com Grampeamento Passivo e Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo possuem comportamento similar, do ponto de vista qualitativo.

Como vantagem, o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo apresenta apenas o fato de possuir uma dependência menor da tensão de grampeamento em relação à carga. Exceto em casos em que a tensão de grampeamento é um parâmetro muito restrito, o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo é o mais indicado, dado que a característica dos conversores é compatível e o rendimento é superior.

A metodologia de projeto, para ambos conversores, foi validada através de simulação e resultados experimentais. As principais curvas características do conversor foram levantadas analítica e experimentalmente. Estes indicadores de desempenho servem como base de comparação com o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo, apresentado no capítulo seguinte.

## CAPÍTULO 3

### ESTUDO DE UM CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO

#### 3.1 INTRODUÇÃO

A primeira e principal proposição deste trabalho é apresentada na Fig.3.1. Aplica-se, ao conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente, a seguinte modificação: retira-se o resistor de grampeamento e adiciona-se, em anti-paralelo a cada diodo de grampeamento, um interruptor. Estes são denominados interruptores auxiliares, e funcionam de forma complementar aos interruptores principais. Cumprem o papel de permitir ao capacitor de grampeamento a *devolução*, de forma ressonante, da energia armazenada nas indutâncias de dispersão do transformador. Após a abertura dos interruptores auxiliares, a energia que circulou no capacitor de grampeamento é então *transferida à carga*.

Reitera-se que este princípio de processamento de energia foi criado por *Bruce Carsten* [2], para um conversor *Forward* meia-ponte e generalizado por *Cláudio Duarte e Ivo Barbi* [3] para conversores CC-CC. A segunda proposição consiste em introduzir ao circuito o conhecido conceito de *comutação suave*. O conjunto formado por um interruptor principal, um interruptor auxiliar, seus respectivos capacitores auxiliares de comutação e diodos anti-paralelos é denominado *célula de comutação suave*, conforme ilustrado na Fig.3.2. A célula de comutação suave permite a redução das perdas de comutação dos interruptores (entrada em condução sob tensão nula e bloqueio sob corrente nula), e redução dos níveis de interferência eletromagnética gerada. Além disto, naturalmente *absorve* as capacitâncias intrínsecas dos interruptores e, no caso de interruptores MOSFET, o seu diodo intrínseco. O circuito proposto, ilustrado na Fig.3.3,



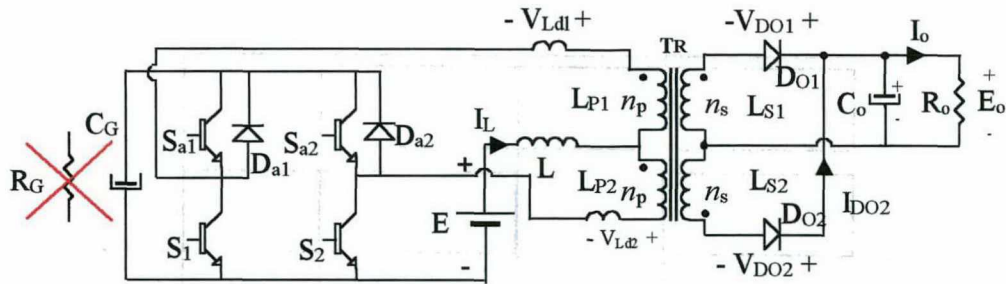


Fig. 3.1 - Primeira proposição, consistindo na circulação da energia armazenada nas indutâncias de dispersão.

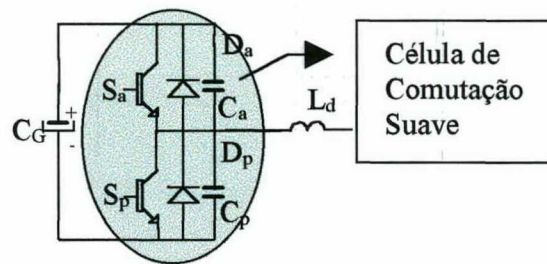


Fig. 3.2 - Célula de comutação suave.

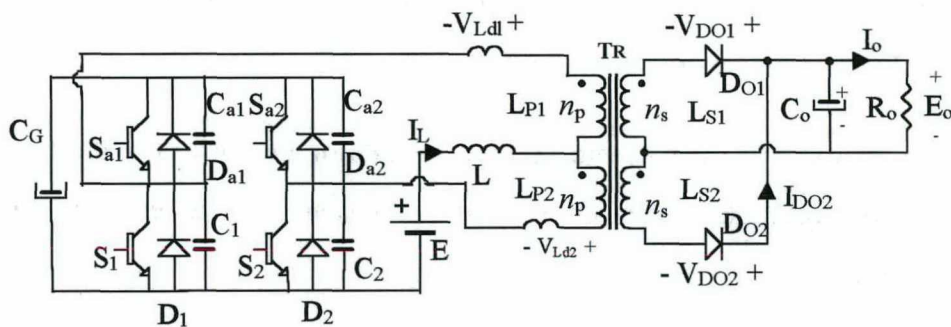


Fig. 3.3 - Topologia proposta, denominada conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo.

## 3.2 DESCRIÇÃO DA OPERAÇÃO

As formas de onda de comando dos interruptores são apresentadas na Fig.3.4. O comando dos interruptores principais (Figs.3.5(a) e 3.5(b)) é superposto (razão cíclica dos interruptores superior a 0,5) e defasado por 180 graus. O comando dos interruptores auxiliares (Figs.3.5(c) e 3.5(d)) é complementar em relação aos seus respectivos interruptores principais. Como visto nas Figs.3.4(c) e 3.4(d), é necessário um intervalo, conhecido como *tempo morto* (representado por  $\Delta t_c$  na figura), para a consumação da comutação suave.

A frequência de operação é constante.



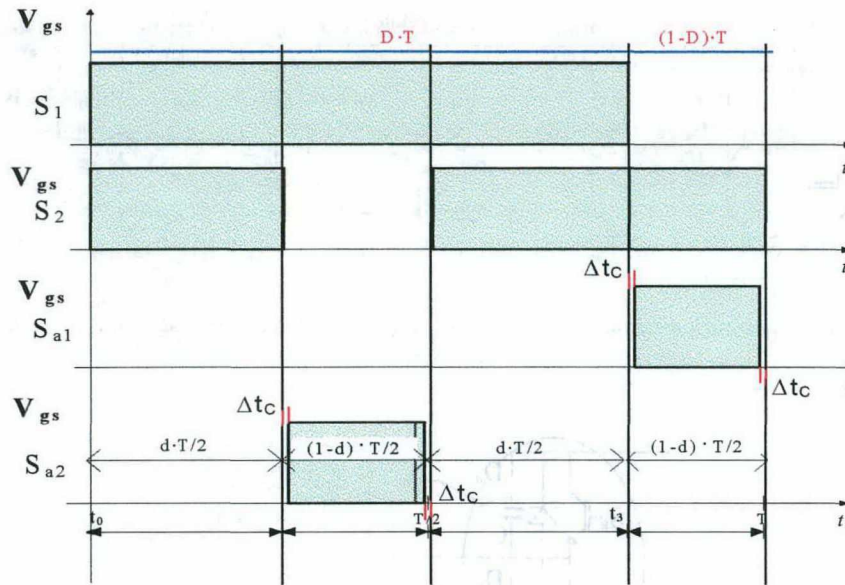


Fig. 3.4 - Comando dos interruptores principais e auxiliares.

A Fig.3.5 ilustra as principais formas de onda teóricas do conversor, operando no modo de condução contínua. Na Fig.3.5,  $I_M$  e  $I_m$  representam respectivamente as correntes máxima e mínima na indutância de entrada  $L$ , e ' $a$ ' representa a relação de transformação do transformador *Push-Pull* ( $a = n_p/n_s$ ).

A Fig.3.5(e) ilustra a corrente através do indutor de entrada, indicando que o circuito se comporta, do ponto de vista de processamento de energia, como um conversor *Boost*.

As Figs.3.5(f) e 3.5(g) ilustram respectivamente a corrente e a tensão nos interruptores principais. A corrente de pico nos interruptores atinge aproximadamente 1,5 vezes a corrente de entrada. Esta é uma consequência direta do processo de Grampeamento Ativo.

As Figs.3.5(h) e 3.5(i) ilustram respectivamente a corrente através do capacitor de grampeamento, e a tensão sobre seus terminais. O capacitor de grampeamento deve ser suficientemente grande para que a ondulação de tensão em seus terminais seja pequena em consequência do processo de Grampeamento Ativo.

A corrente circulando através dos interruptores auxiliares e seus respectivos diodos anti-paralelos é refletida na Fig.3.5(h), e possui um valor eficaz muito menor, em relação aos interruptores principais.

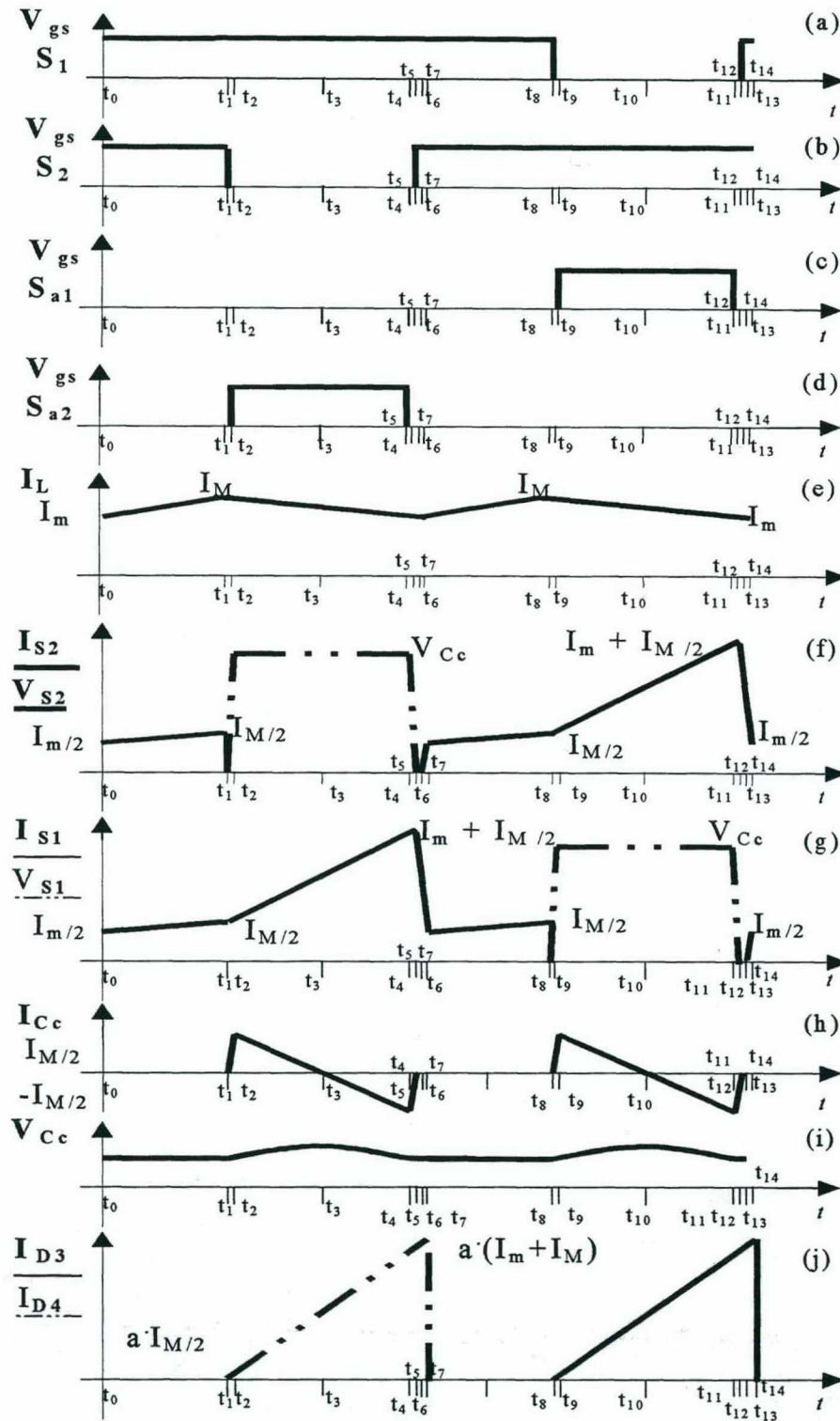


Fig. 3.5 - Principais formas de onda.

O circuito apresenta sete estados topológicos em um semi-período de funcionamento, conforme ilustrado na Fig.3.6. A operação no segundo período é análoga ao primeiro. Segue uma descrição do primeiro semi-ciclo de operação, considerando que o circuito esteja operando em regime permanente.

**1ª Etapa**(Fig.3.6(a)): *Armazenamento de energia no indutor de entrada L.*

*Intervalo:*  $t_0, t_1$

As correntes que atravessam os enrolamentos primários  $L_{P1}$  e  $L_{P2}$  possuem valores absolutos idênticos e direções opostas, provocando um curto-circuito magnético no transformador. Ao final desta etapa, a corrente de entrada atinge seu valor máximo ( $I_M$ ).

**2ª Etapa** (Fig.3.6(b)): *Comutação resultante da abertura do interruptor principal  $S_2$ .*

*Intervalo:*  $t_1, t_2$

No instante  $t_1$ , o interruptor principal  $S_2$  é comandado a abrir. A energia acumulada na indutância de dispersão  $L_{d2}$  é redirecionada para os capacitores de comutação  $C_2$  e  $C_{a2}$ . Como resultado, a tensão nos interruptores eleva-se suavemente até o valor  $V_G$ , correspondente à tensão constante no capacitor de grampeamento  $C_G$ . A partir desta etapa, até o final da quinta etapa, a energia armazenada no indutor de entrada  $L$  é transferida para a carga através do interruptor principal  $S_1$  e do diodo retificador  $D_{O2}$ .

**3ª Etapa** (Fig.3.6(c)): *Transferência de energia e acumulação de energia no capacitor de grampeamento.*

*Intervalo:*  $t_2, t_3$

No instante  $t_2$ , o diodo de grampeamento  $D_{a2}$  redireciona a energia armazenada na indutância de dispersão  $L_{d2}$  para o capacitor de grampeamento  $C_G$ . A corrente no capacitor de grampeamento decresce a uma taxa aproximadamente constante. O interruptor auxiliar  $S_{a2}$  deve ser habilitada a conduzir durante esta etapa.

**4ª Etapa** (Fig.3.6(d)): *Transferência de energia e devolução de energia no capacitor de grampeamento.*

*Intervalo:*  $t_3, t_4$

No instante  $t_3$ , a corrente no capacitor de grampeamento se inverte, e este inicia a devolução de energia recebida durante a terceira etapa, através de  $S_{a2}$ . A tensão de grampeamento apresenta pequena dependência com o valor das indutâncias de dispersão, sendo basicamente uma função da razão cíclica dos interruptores.



**5ª Etapa (Fig.3.6(e)):** *Comutação devida à abertura do interruptor auxiliar  $S_{a2}$ .*

*Intervalo:  $t_4, t_5$*

No instante  $t_4$  o interruptor auxiliar  $S_{a2}$  é comandado a abrir e a indutância de dispersão  $L_{d2}$  fornece a energia necessária para a comutação suave.

**6ª Etapa (Fig.3.6(f)):** *Transferência de energia através das indutâncias de dispersão e armazenamento de energia no indutor de entrada, envolvendo  $S_1$  e  $D_2$ .*

*Intervalo:  $t_5, t_6$*

No instante  $t_5$ , o diodo  $D_2$  entra em condução e a energia das indutâncias  $L_{d1}$  e  $L_{d2}$  é transferida para a carga. A tensão sobre indutâncias de dispersão possui valor tal que a tensão no indutor de entrada  $L$  assume o valor da tensão de entrada  $E$ . Durante esta etapa, as correntes no interruptor principal  $S_1$  e no diodo anti-paralelo  $D_2$  decrescem, com derivadas idênticas. A chave principal  $S_2$  deve ser comandada a conduzir durante esta etapa, de forma a permitir sua entrada em condução sob tensão nula na etapa seguinte.

**7ª Etapa (Fig.3.6(g)):** *Transferência de energia através das indutâncias de dispersão e armazenamento de energia no indutor de entrada, envolvendo os interruptores principais  $S_1$  e  $S_2$ .*

*Intervalo:  $t_6, t_7$*

No instante  $t_6$ , a corrente no diodo  $D_2$  atinge zero e inverte seu sentido, passando através do interruptor principal  $S_2$ . A corrente em  $S_1$  decresce e a corrente em  $S_2$  cresce, ambas com derivada idêntica em valor absoluto, porém com sinal invertido. Quando as correntes nos interruptores principais se igualam, tem início o segundo semi-ciclo.

Com o intuito de facilitar a compreensão das seqüências de funcionamento do conversor, construiu-se a Tabela 3.1, onde são apresentados os estados dos semicondutores durante cada etapa.

Na Tabela 3.2 são apresentadas as tensões sobre os principais elementos do conversor, durante cada etapa, para o primeiro semi-período de operação. Dada a característica de alimentação em corrente deste conversor, as tensões sobre seus elementos são aproximadamente constantes durante as diversas etapas de operação.



Tabela 3.1 - Estados dos interruptores e diodos durante cada etapa.

H → Habilitado a conduzir  
 X → Conduzindo  
 - → Não conduzindo

Elementos em condução	S <sub>1</sub>	D <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	D <sub>2</sub>	S <sub>a1</sub>	D <sub>a1</sub>	S <sub>a2</sub>	D <sub>a2</sub>	D <sub>O1</sub>	D <sub>O2</sub>
1ª etapa	X	-	X	-	-	-	-	-	-	-
2ª etapa	X	-	-	-	-	-	-	-	-	X
3ª etapa	X	-	-	-	-	-	H	X	-	X
4ª etapa	X	-	-	-	-	-	X	-	-	X
5ª etapa	X	-	-	-	-	-	-	-	-	X
6ª etapa	X	-	H	X	-	-	-	-	-	X
7ª etapa	X	-	X	-	-	-	-	-	-	X
8ª etapa	X	-	X	-	-	-	-	-	-	-
9ª etapa	-	-	X	-	-	-	-	-	X	-
10ª etapa	-	-	X	-	H	X	-	-	X	-
11ª etapa	-	-	X	-	X	-	-	-	X	-
12ª etapa	-	-	X	-	-	-	-	-	X	-
13ª etapa	H	X	X	-	-	-	-	-	X	-
14ª etapa	X	-	X	-	-	-	-	-	X	-

Tabela 3.2 - Tensões sobre os principais elementos do conversor, por etapa, para o primeiro semi-período de operação.

T → Transição

Etapas	V <sub>S1</sub>	V <sub>S2</sub>	V <sub>Ld1</sub> , -V <sub>Ld2</sub>	V <sub>L</sub>	V <sub>LP1</sub>	V <sub>Sa1</sub>	V <sub>Sa2</sub>	V <sub>DO1</sub>	V <sub>DO2</sub>
1ª Etapa	0	0	$\frac{L_d}{L+L_d} \cdot E$	$\frac{L}{L+L_d} \cdot E$	0	V <sub>G</sub>	V <sub>G</sub>	$\overline{E_o}$	$\overline{E_o}$
2ª Etapa	0	T	T	T	$-\overline{E_o}$	V <sub>G</sub>	T	$2 \cdot \overline{E_o}$	0
3ª Etapa	0	V <sub>G</sub>	$\frac{V_G}{2} - \overline{E_o}$	$-\left(\frac{V_G}{2} - E\right)$	$-\overline{E_o}$	V <sub>G</sub>	0	$2 \cdot \overline{E_o}$	0
4ª Etapa	0	V <sub>G</sub>	$\frac{V_G}{2} - \overline{E_o}$	$\frac{L}{L+L_d} \cdot E$	$-\overline{E_o}$	V <sub>G</sub>	0	$2 \cdot \overline{E_o}$	0
5ª Etapa	0	T	T	T	$-\overline{E_o}$	V <sub>G</sub>	T	$2 \cdot \overline{E_o}$	0
6ª Etapa	0	0	$\overline{E_o}$	E	$-\overline{E_o}$	V <sub>G</sub>	V <sub>G</sub>	$2 \cdot \overline{E_o}$	0
7ª Etapa	0	0	$\overline{E_o}$	E	$-\overline{E_o}$	V <sub>G</sub>	V <sub>G</sub>	$2 \cdot \overline{E_o}$	0

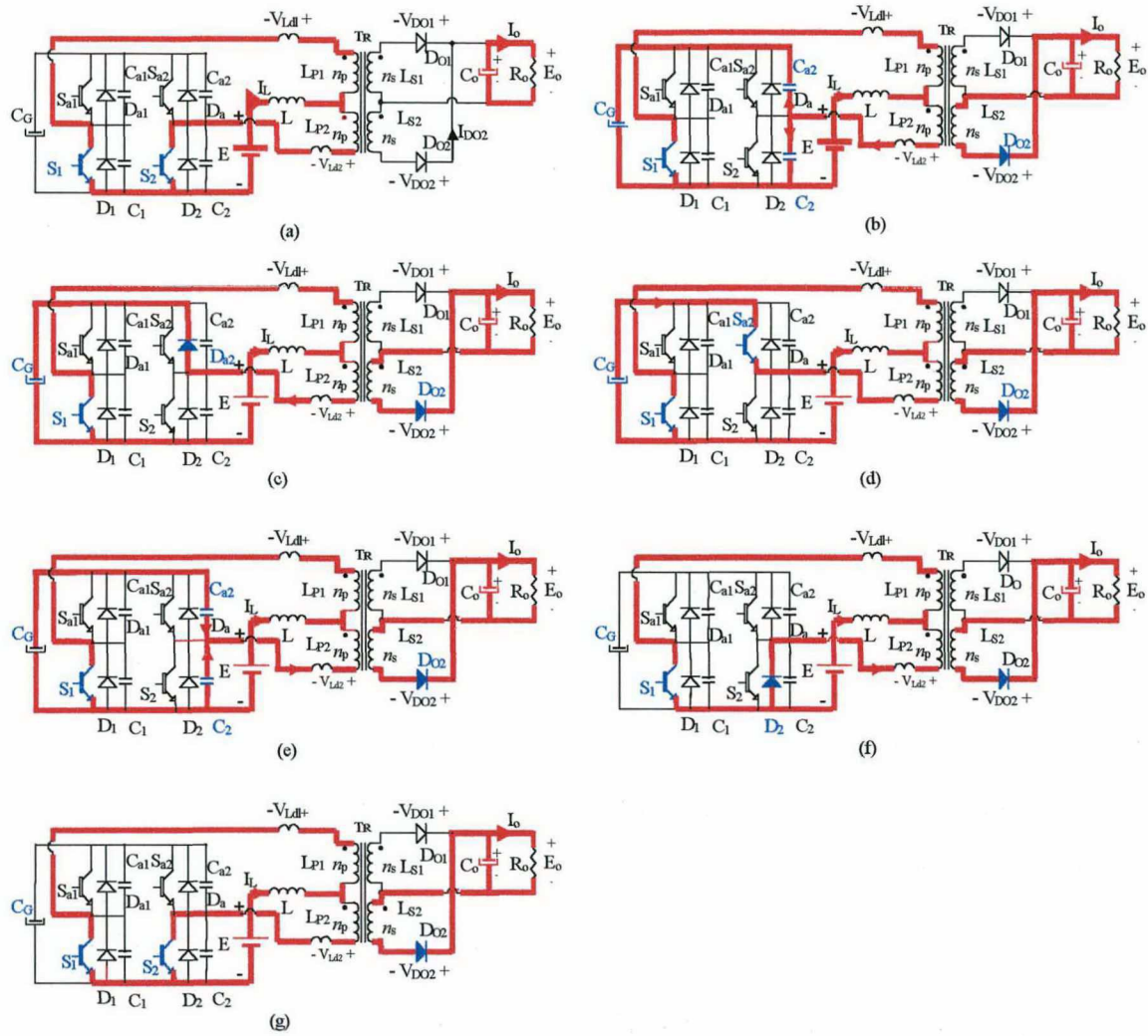


Fig. 3.6 - Etapas de operação, para um semi-ciclo de operação.

### 3.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO ATIVO

A seguir apresenta-se o equacionamento necessário para a obtenção das características de saída e de grampeamento do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo. Cabe salientar que, por simplicidade, as etapas de operação em que está envolvida a comutação não são consideradas. O efeito destas etapas entretanto é considerado na etapa de projeto do conversor.

A corrente média na saída pode ser descrita através da expressão (3.1).

$$I_o = 2 \cdot ID_{md} \quad (3.1)$$

A corrente média em um diodo de saída pode ser calculada através da expressão (3.2).

$$ID_{md} = \frac{a}{T} \int_0^{\frac{(1-d)T}{2}} (I_{\min} + I_{\max}) \cdot \frac{t}{(1-d) \cdot \frac{T}{2}} dt + \frac{a}{T} \int_0^{\Delta t_{3,5}} (I_{\min} + I_{\max}) \cdot (1 - \frac{t}{\Delta t_{3,5}}) dt \quad (3.2)$$

Integrando a expressão (3.2), tem-se:

$$ID_{md} = \frac{(I_{\min} + I_{\max})}{4} \cdot a \cdot (1-d) + \frac{1}{2} \cdot \frac{a}{T} \cdot (I_{\min} + I_{\max}) \cdot \Delta t_{3,5} \quad (3.3)$$

Visto que a corrente média na entrada é dada por:

$$IL_{md} = \frac{I_{\min} + I_{\max}}{2} \quad (3.4)$$

É possível rescrever a equação (3.3):

$$ID_{md} = \frac{a \cdot (1-d)}{4} \cdot IL_{md} + \frac{a}{T} \cdot IL_{md} \cdot \Delta t_{3,5} \quad (3.5)$$

Procede-se à obtenção do tempo de duração das etapas 6 e 7,  $\Delta t_{6,7}$ .

A variação da corrente no indutor de entrada durante as etapas 6 e 7 é definida através da equação (3.6).

$$\Delta I_L = \frac{E}{L} \cdot \Delta t_{6,7} \quad (3.6)$$

A variação da corrente nas indutâncias de dispersão durante as etapas 6 e 7 é definida através da equação (3.7):

$$\Delta I_{Ld} = \frac{I_{\max} + I_{\min} + \Delta I_L}{2} \quad (3.7)$$

ou

$$\Delta I_{Ld} = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.8)$$

Substituindo as expressões (3.4) e (3.6) em (3.8), obtém-se:

$$\Delta I_{Ld} = IL_{md} + \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{L} \cdot \Delta t_{6,7} \quad (3.9)$$

Porém, é possível descrever a variação da corrente nas indutâncias de dispersão através da expressão (3.10):

$$\Delta I_{Ld} = \frac{\overline{E_o}}{L_d} \cdot \Delta t_{6,7} \quad (3.10)$$



Igualando as expressões (3.9) e (3.10), obtém-se:

$$\frac{\overline{E_o}}{L_d} \cdot \Delta t_{6,7} = IL_{md} + \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{L} \cdot \Delta t_{6,7} \quad (3.11)$$

Isolando  $\Delta t_{6,7}$  na expressão (3.11), obtém-se:

$$\Delta t_{6,7} = \frac{IL_{md}}{\frac{\overline{E_o}}{L_d} - \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{L}} \quad (3.12)$$

Substituindo a expressão (3.12) em (3.5), obtém-se:

$$ID_{md} = \frac{IL_{md} \cdot a}{2} \cdot \left( 1 - d + \frac{4 \cdot IL_{md} \cdot L_d \cdot L \cdot f}{2 \cdot \overline{E_o} \cdot L - E \cdot L_d} \right) \quad (3.13)$$

Substituindo (3.13) em (3.1), obtém-se:

$$I_o = IL_{md} \cdot a \cdot \left( 1 - d + \frac{4 \cdot IL_{md} \cdot L_d \cdot L \cdot f}{2 \cdot \overline{E_o} \cdot L - E \cdot L_d} \right) \quad (3.14)$$

Desconsiderando as perdas no conversor, obtém-se a expressão (3.15):

$$IL_{md} = \frac{\overline{E_o} \cdot I_o}{E \cdot a} \quad (3.15)$$

Substituindo (3.15) em (3.14), obtém-se:

$$I_o = \frac{\overline{E_o} \cdot I_o}{E \cdot a} \cdot a \cdot \left( 1 - d + \frac{4 \cdot \frac{\overline{E_o} \cdot I_o}{E \cdot a} \cdot L_d \cdot L \cdot f}{2 \cdot \overline{E_o} \cdot L - E \cdot L_d} \right) \quad (3.16)$$

Define-se o ganho estático 'q' conforme a expressão (3.17):

$$q = \frac{\overline{E_o}}{E} \quad (3.17)$$

Substituindo (3.17) em (3.16), obtém-se:

$$1 = q \cdot \left( 1 - d + \frac{4 \cdot \frac{q \cdot I_o}{a \cdot E} \cdot L_d \cdot L \cdot f}{2 \cdot q \cdot L - L_d} \right) \quad (3.18)$$



É possível afirmar que:

$$2 \cdot q \cdot L \gg L_d \quad (3.19)$$

Assim, é possível simplificar a expressão (3.18):

$$1 = q \cdot \left( 1 - d + \frac{2 \cdot I_o \cdot L_d \cdot f}{a \cdot E} \right) \quad (3.20)$$

Define-se a corrente de carga parametrizada conforme a expressão (2.30), reproduzida abaixo:

$$\gamma = \frac{f \cdot L_d \cdot I_o}{E \cdot a} \quad (3.21)$$

Rescrevendo (3.20), obtém-se:

$$1 = q \cdot (1 - d + 2 \cdot \gamma) \quad (3.22)$$

Isolando  $q$  em (3.22), obtém-se a expressão do ganho estático do conversor, em função da razão cíclica do conversor e da corrente de carga parametrizada.

$$q = \frac{1}{1 - d + 2 \cdot \gamma} \quad (3.23)$$

A equação (3.23) é representada graficamente através da Fig.3.7, onde o ganho estático do conversor é uma função da corrente de carga parametrizada, utilizando a razão cíclica do conversor como parâmetro.

### 3.4 TENSÃO DE GRAMPEAMENTO

A corrente média no capacitor de grampeamento, no intervalo de um semi-período, considerando o funcionamento do circuito em regime permanente, é nula. Assim, é possível escrever a expressão (3.24):

$$0 = \frac{1}{(1-d) \cdot \frac{T}{2}} \int_0^{(1-d)\frac{T}{2}} \left( \frac{I_{Ld}}{2} - \frac{\frac{V_G}{2} - \overline{E_o}}{L_d} \cdot t \right) dt \quad (3.24)$$

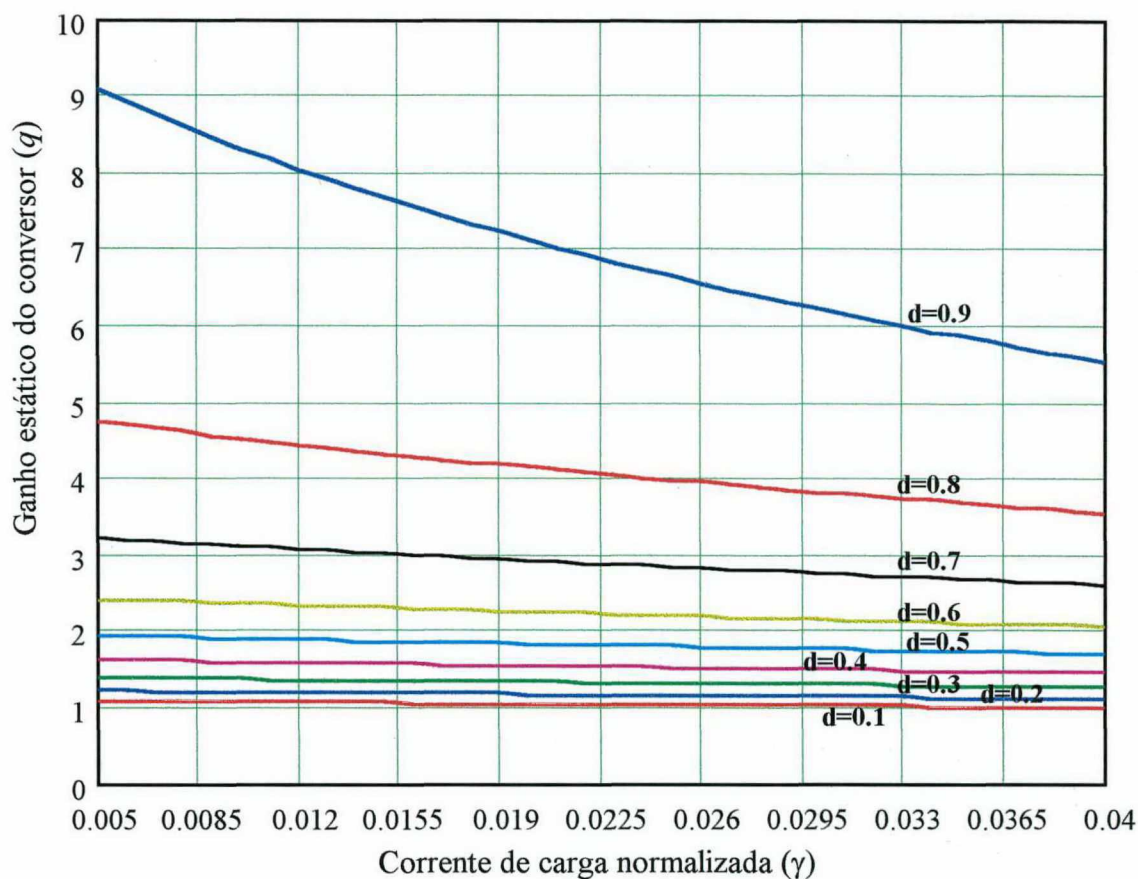


Fig. 3.7 - Característica de saída do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo (Modo de condução contínua).

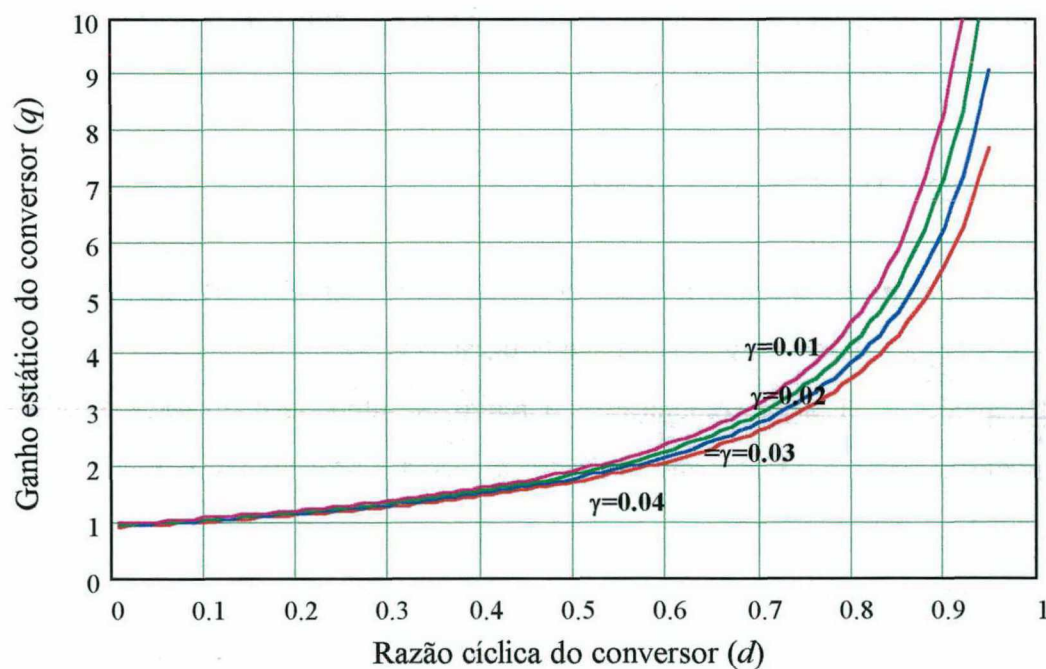


Fig. 3.8 - Característica de transferência do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo (modo de condução contínua).

Da expressão (3.23), obtém-se:

$$IL_{md} = \left( \frac{V_G}{2} - \overline{E_o} \right) \cdot \frac{1-d}{2 \cdot f \cdot L_d} \quad (3.25)$$

Porém, desconsiderando as perdas do conversor, tem-se:

$$IL_{md} = \frac{\overline{I_o}}{1-d+2 \cdot \gamma} \quad (3.26)$$

Igualando (3.24) e (3.25), tem-se:

$$\frac{\overline{I_o}}{1-d+2 \cdot \gamma} = \left( \frac{V_G}{2} - \overline{E_o} \right) \cdot \frac{1-d}{2 \cdot f \cdot L_d} \quad (3.27)$$

Utilizando a expressão (3.26) em (3.27), obtém-se:

$$\frac{\gamma}{1-d+2 \cdot \gamma} = \left( \frac{V_G}{E} \cdot \frac{1}{2} - \frac{\overline{E_o}}{E} \right) \cdot \frac{1-d}{2} \quad (3.28)$$

Utilizando a expressão (3.22) em (3.28), e isolando  $V_G/E$ , tem-se:

$$\frac{V_G}{E} = \frac{2}{1-d} \quad (3.29)$$

Observa-se através desta expressão que a tensão de grampeamento não apresenta dependência em relação à carga.

Obs.: Desconsideraram-se neste equacionamento algumas não-idealidades, tais como as quedas de tensão nos semicondutores.

### 3.5 ESTUDO DA COMUTAÇÃO

Analisa-se primeiramente a comutação resultante da abertura do interruptor principal. A Fig.3.9 ilustra o estado do circuito durante a comutação.

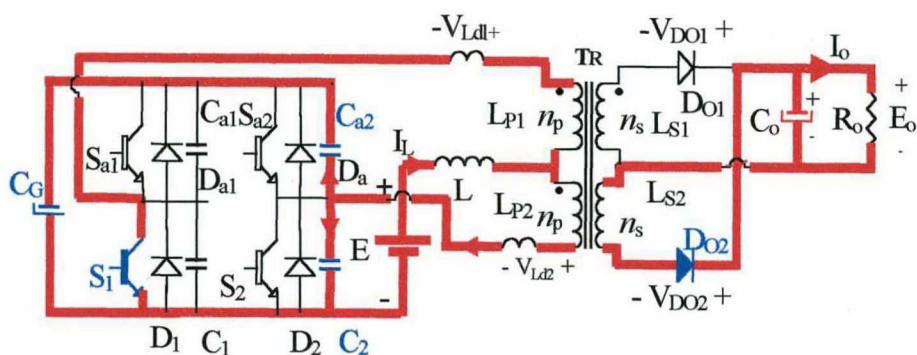
Do ponto de vista de comutação, o circuito de interesse pode ser reduzido ao apresentado na Fig.3.10. Conforme ilustrado, a corrente de comutação é considerada constante. A comutação é concluída quando a tensão no capacitor  $C_{eq}$  atinge o valor da tensão de grampeamento,  $V_G$ . A partir da Fig.3.10, é possível escrever:

$$I_{com} = C_{eq} \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (3.30)$$

Onde:

$$I_{com} = I_{min} \quad (3.31)$$





*Fig. 3.9 - Circuito durante a comutação.*

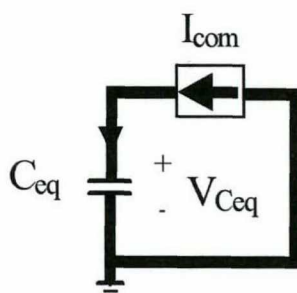


Fig. 3.10 - Equivalência usada para o circuito de comutação.

Imín é definida como a corrente mínima que garante a comutação.  $C_{eq}$  é definida como a capacitância equivalente de comutação, conforme expresso em (3.32):

$$C_{eq} = 2 \cdot C_{com} \quad (3.32)$$

$C_{com}$  corresponde à capacitância de comutação dos interruptores. A variação de tensão na comutação é igual à tensão de grampeamento, conforme expresso em (3.33):

$$\Delta V = V_G = \frac{2 \cdot E}{1 - d} \quad (3.33)$$

O intervalo de tempo da comutação ' $\Delta t$ ' é o tempo máximo aceitável para a realização da comutação, conforme formalizado em (3.34):

$$\Delta t = \Delta t_{max} \quad (3.34)$$

Substituindo as expressões (3.31), (3.32), (3.33) e (3.34) em (3.30), e isolando  $C_{com}$ , obtém-se a expressão (3.35):

$$C_{com} = \frac{I_{Cmin} \cdot \Delta t_{max} \cdot (1 - d_{max})}{4 \cdot E} \quad (3.35)$$

Um critério para a determinação da indutância auxiliar de comutação é a variação de corrente durante a comutação ' $\Delta I_{Ld}$ '. Uma expressão simples, envolvendo a tensão



média (aproximada) durante a comutação, é apresentada em (3.36). Basta garantir uma variação ' $\Delta I_{Ld}$ ' suficientemente pequena para preservar a linearidade da comutação.

$$Ld = \frac{\Delta t}{\Delta I_{Ld}} \cdot \frac{V_G - 2 \cdot \overline{E_o}}{4} \quad (3.36)$$

As equações (3.35) e (3.36) constituem os principais critérios de projeto relativos à comutação.

### 3.6 ESFORÇOS DE CORRENTE

Os esforços de corrente sobre os principais elementos do conversor são apresentados a seguir:

#### 3.6.1 CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ SOBRE OS INTERRUPTORES PRINCIPAIS

##### ▪ Corrente média

A corrente média nos interruptores principais é dada através da expressão (3.37).

$$ISp_{md} = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\Delta t_{6,7}/2} \frac{IL_{md}}{2} \cdot \frac{t}{\Delta t_{6,7}/2} dt + IL_{md} \cdot \left( d \cdot \frac{T}{2} - \Delta t_{6,7} \right) + \int_0^{(1-d)T/2} \left( \frac{IL_{md}}{2} + \frac{IL_{md}}{(1-d) \cdot T/2} t \right) dt \right. \\ \left. + \int_0^{\Delta t_{6,7}} \left( \frac{3}{2} \cdot IL_{md} - IL_{md} \cdot \frac{t}{\Delta t_{6,7}} \right) dt \right] \quad (3.37)$$

Substituindo (3.12) e (3.15) em (3.37), e resolvendo a integral, obtém-se:

$$ISp_{md} = \frac{\overline{I_o}}{1-d+2 \cdot \gamma} \cdot \left( \frac{\gamma}{8} + \frac{1}{2} \right) \quad (3.38)$$

##### ▪ Corrente eficaz

A corrente eficaz nos interruptores principais é dada através da expressão (3.39).

$$ISp_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[ \int_0^{\Delta t_{6,7}/2} \left( \frac{IL_{md}}{2} \cdot \frac{t}{\Delta t_{6,7}/2} \right)^2 dt + 2 \cdot \left( \frac{IL_{md}}{2} \right)^2 \cdot \left( d \cdot \frac{T}{2} - \Delta t_{6,7} \right) + \int_0^{(1-d)T/2} \left( \frac{IL_{md}}{2} + \frac{IL_{md}}{(1-d) \cdot T/2} t \right)^2 dt \right.} \\ \left. + \int_0^{\Delta t_{6,7}} \left( \frac{3}{2} \cdot IL_{md} - IL_{md} \cdot \frac{t}{\Delta t_{6,7}} \right)^2 dt \right]} \quad (3.39)$$

Substituindo (3.12) e (3.15) em (3.39), tem-se:

$$ISp_{ef} = \frac{\sqrt{6}}{12} \cdot \frac{\overline{I_o}}{1-d+2 \cdot \gamma} \cdot \sqrt{15 \cdot \gamma + 13 - 7 \cdot d} \quad (3.40)$$

### 3.6.2 CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ NOS INTERRUPTORES AUXILIARES

#### ▪ Corrente média

A corrente média nos interruptores auxiliares é dada através da expressão (3.41).

$$ISa_{md} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{1-d}{2} \frac{T}{2}} \frac{IL_{md}}{2} \cdot \frac{t}{\frac{1-d}{2} \cdot \frac{T}{2}} dt \quad (3.41)$$

Substituindo (3.15) em (3.41), e resolvendo a integral, obtém-se:

$$ISa_{md} = \frac{\overline{I_o}}{16} \cdot \frac{1-d}{1-d+2 \cdot \gamma} \quad (3.42)$$

#### ▪ Corrente eficaz

A corrente eficaz nos interruptores auxiliares é dada através da expressão (3.43).

$$ISa_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{1-d}{2} \frac{T}{2}} \left( \frac{IL_{md}}{2} \cdot \frac{t}{\frac{1-d}{2} \cdot \frac{T}{2}} \right)^2 dt} \quad (3.43)$$

Substituindo (3.12) em (3.43), e resolvendo a integral, obtém-se:

$$ISa_{ef} = \frac{I_o}{1-d+2 \cdot \gamma} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{1-d}}{12} \quad (3.44)$$

### 3.6.3 CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ NOS DIODOS ANTI-PARALELOS DOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS

#### ▪ Corrente média

A corrente média através dos diodos anti-paralelos dos interruptores principais é dada através da expressão (3.45).

$$IDP_{md} = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_{6,7}/2} \frac{IL_{md}}{2} \cdot \frac{t}{\Delta t_{6,7}/2} dt \quad (3.45)$$

Substituindo (3.12) e (3.15) em (3.45), e resolvendo a integral obtém-se:

$$IDP_{md} = \frac{\overline{I_o}}{8} \cdot \frac{\gamma}{1-d+2 \cdot \gamma} \quad (3.46)$$

▪ *Corrente eficaz*

A corrente eficaz através dos diodos anti-paralelos dos interruptores principais é dada através da expressão (3.47).

$$IDP_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_{6,7}/2} \left( \frac{IL_{md}}{2} \cdot \frac{t}{\Delta t_{6,7}/2} \right)^2 dt} \quad (3.47)$$

Substituindo (3.12) e (3.15) em (3.47), tem-se:

$$IDP_{ef} = \frac{\sqrt{6 \cdot \gamma}}{12} \cdot \frac{\overline{I_o}}{1-d+2 \cdot \gamma} \quad (3.48)$$

### 3.6.4 CÁLCULO DA CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO

▪ *Corrente eficaz*

A corrente eficaz no capacitor de grampeamento é dada através da expressão (3.49).

$$IC_{Gef} = \sqrt{\frac{4}{T} \int_0^{\frac{1-d}{2} \cdot \frac{T}{2}} \left( \frac{IL_{md}}{2} \cdot \frac{t}{\frac{1-d}{2} \cdot \frac{T}{2}} \right)^2 dt} \quad (3.49)$$

Substituindo (3.12) em (3.49), tem-se:

$$IC_{Gef} = \frac{\overline{I_o}}{1-d+2 \cdot \gamma} \cdot \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot \sqrt{1-d} \quad (3.50)$$

### 3.6.5 CÁLCULO DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ NOS INDUTORES AUXILIARES DE COMUTAÇÃO

▪ *Corrente média*

A corrente média nos indutores auxiliares de comutação é dada através da expressão (3.51).

$$ILd_{md} = \frac{IL_{md}}{2} \quad (3.51)$$

### ▪ Corrente eficaz

A corrente eficaz nos indutores auxiliares de comutação é dada através da expressão (3.52).

$$ILd_{ef} = \sqrt{IDp_{ef}^2 + ISp_{ef}^2 + IDa_{ef}^2 + ISa_{ef}^2} \quad (3.52)$$

### 3.6.6 CÁLCULO DA CORRENTE EFICAZ NOS DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

A corrente eficaz nos diodos retificadores de saída é dada através da expressão (3.53):

$$ID_{O_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{(1-d)T}{2}} \left( \frac{IL_{md}}{2} \cdot \frac{t}{\frac{(1-d)T}{2}} \right)^2 dt} \quad (3.53)$$

Substituindo (3.12) em (3.53), obtém-se:

$$ID_{O_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{(1-d)T}{2}} \left( \frac{IL_{md}}{2} \cdot \frac{t}{\frac{(1-d)T}{2}} \right)^2 dt} \quad (3.54)$$

## 3.7 ÁBACOS

A seguir são apresentados os ábacos referentes aos esforços de corrente sobre os principais elementos do circuito. As expressões obtidas no item 3.6 são representadas graficamente, em função da corrente de carga parametrizada, utilizando a razão cíclica do conversor como parâmetro. Estes ábacos possuem utilidade para o dimensionamento dos elementos do conversor, quanto à sua capacidade em corrente.

### 3.7.1 CORRENTE MÉDIA NOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS

Aplica-se a seguinte parametrização à expressão (3.38):

$$\overline{ISp_{md}} = \frac{f \cdot L_d}{E} \cdot ISp_{md} \quad (3.55)$$



Aplicando a parametrização da expressão (3.55) sobre a expressão (3.38), obtém-se a expressão (3.56), que representa a corrente média parametrizada nos interruptores principais.

$$\overline{ISp_{md}} = \frac{\gamma}{1-d+2\cdot\gamma} \cdot \left( \frac{\gamma}{8} + \frac{1}{2} \right) \quad (3.56)$$

A expressão (3.56) é representada graficamente na Fig.3.11, em função da corrente de carga parametrizada  $\gamma$ , utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro.

### 3.7.2 CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS

Aplica-se a seguinte parametrização à expressão (3.40):

$$\overline{ISp_{ef}} = \frac{f \cdot L_d}{E} \cdot ISp_{ef} \quad (3.57)$$

Aplicando (3.57) em (3.40) obtém-se a expressão para a corrente eficaz parametrizada nos interruptores principais.

$$\overline{ISp_{ef}} = \frac{\sqrt{6}}{12} \cdot \frac{\gamma}{1-d+2\cdot\gamma} \cdot \sqrt{15\cdot\gamma + 13 - 7\cdot d} \quad (3.58)$$

A expressão (3.58) é representada graficamente na Fig.3.12, em função da corrente de carga parametrizada  $\gamma$ , utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro.

### 3.7.3 CORRENTE MÉDIA NOS INTERRUPTORES AUXILIARES

Aplicando à expressão (3.42) uma parametrização idêntica às apresentadas nas expressões (3.55) e (3.57), obtém-se a expressão para a corrente média parametrizada nos interruptores auxiliares:

$$\overline{ISa_{md}} = \frac{\gamma}{16} \cdot \frac{1-d}{1-d+2\cdot\gamma} \quad (3.59)$$

A expressão (3.59) é representada graficamente na Fig.3.13, em função da corrente de carga parametrizada  $\gamma$ , utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro.

### 3.7.4 CORRENTE EFICAZ NOS INTERRUPTORES AUXILIARES

Aplicando à expressão (3.44) uma parametrização idêntica às apresentadas nas expressões (3.55) e (3.57), obtém-se a expressão para a corrente eficaz parametrizada nos interruptores auxiliares:

$$\overline{ISa_{ef}} = \frac{\gamma}{1-d+2\cdot\gamma} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{1-d}}{12} \quad (3.60)$$

A expressão (3.60) é representada graficamente na Fig.3.14, em função da corrente de carga parametrizada  $\gamma$ , utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro.

### 3.7.5 CORRENTE MÉDIA NOS DIODOS ANTI-PARALELOS AOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS

Aplicando à expressão (3.46) uma parametrização idêntica às apresentadas nas expressões (3.55) e (3.57), obtém-se a expressão para a corrente média parametrizada nos diodos anti-paralelos aos interruptores auxiliares:

$$\overline{IDp_{md}} = \frac{1}{8} \cdot \frac{\gamma^2}{1-d+2\cdot\gamma} \quad (3.61)$$

A expressão (3.61) é representada graficamente na Fig.3.15, em função da corrente de carga parametrizada  $\gamma$ , utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro.

### 3.7.6 CORRENTE EFICAZ NOS DIODOS ANTI-PARALELOS AOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS

Aplicando à expressão (3.48) uma parametrização idêntica às apresentadas nas expressões (3.55) e (3.57), obtém-se a expressão para a corrente eficaz parametrizada nos diodos anti-paralelos aos interruptores principais:

$$\overline{IDp_{ef}} = \frac{\sqrt{6\cdot\gamma}}{12} \cdot \frac{\gamma}{1-d+2\cdot\gamma} \quad (3.62)$$

A expressão (3.62) é representada graficamente na Fig.3.15, em função da corrente de carga parametrizada  $\gamma$ , utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro.

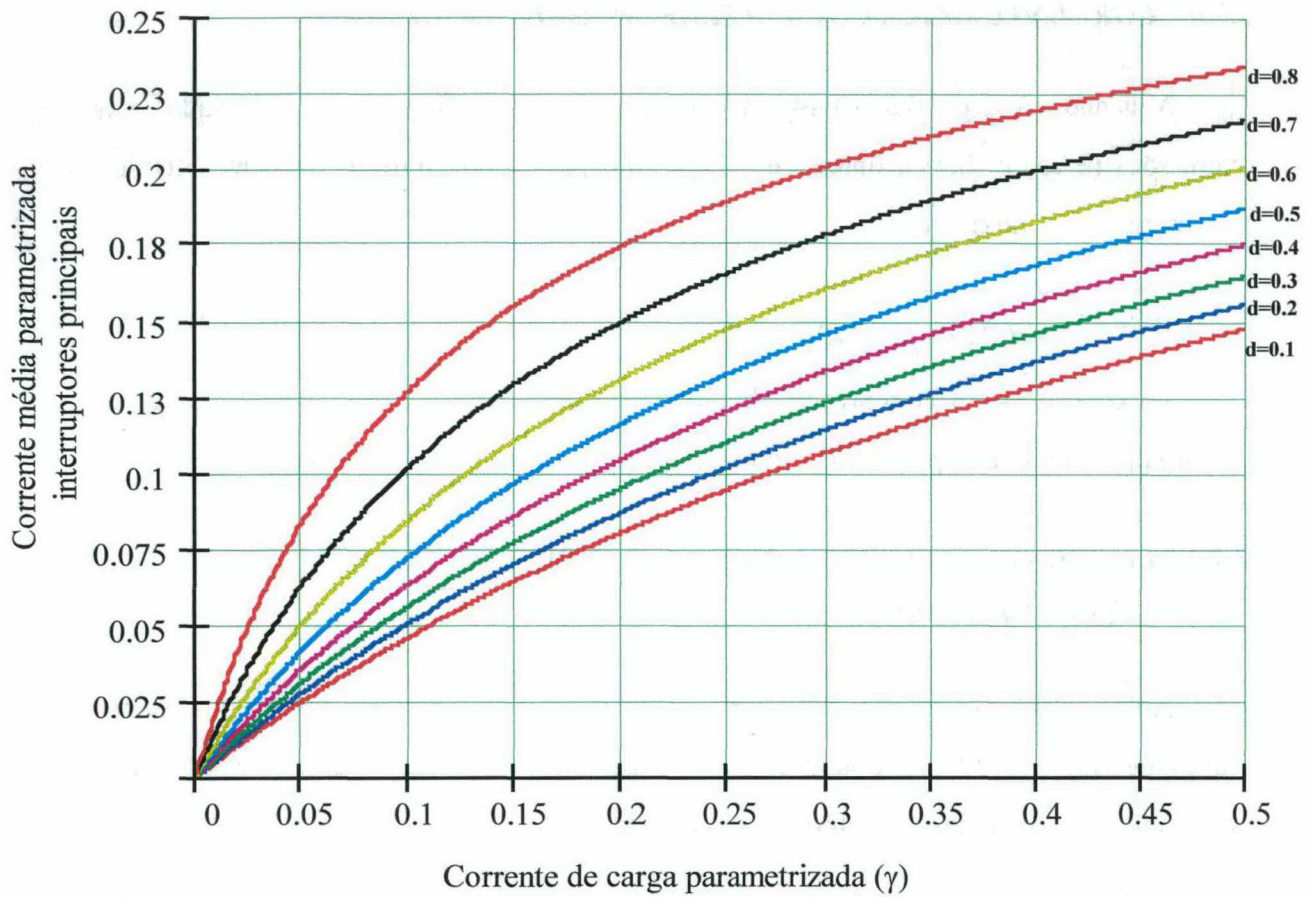


Fig. 3.11 - Corrente média parametrizada nos interruptores principais em função da corrente de carga parametrizada, tendo a razão cíclica do conversor ' $d$ ' como parâmetro.

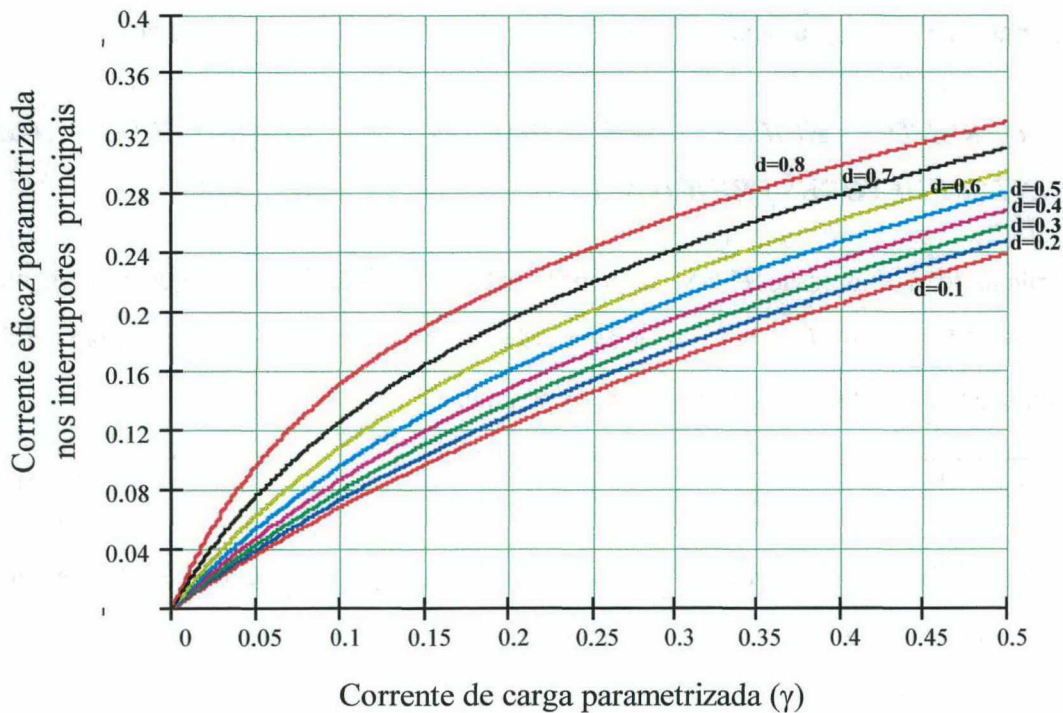


Fig. 3.12 - Corrente eficaz parametrizada nos interruptores principais em função da corrente de carga parametrizada, tendo a razão cíclica do conversor ' $d$ ' como parâmetro.



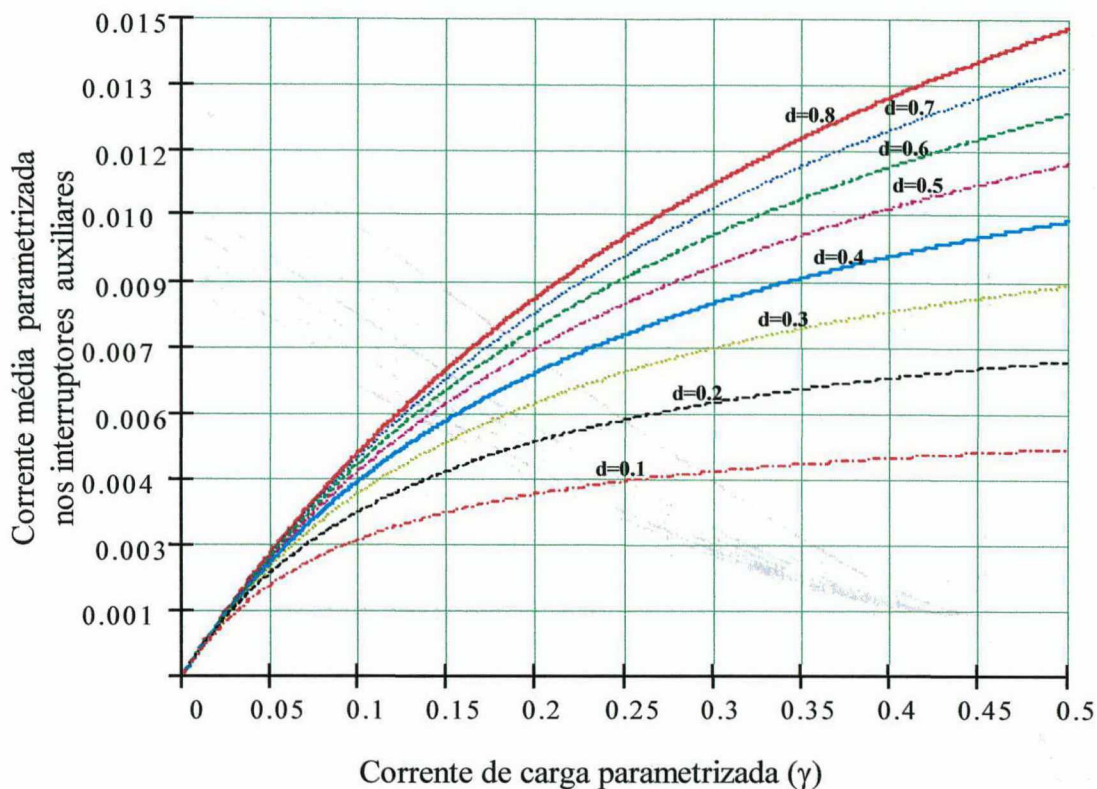


Fig. 3.13 - Corrente média parametrizada nos interruptores auxiliares em função da corrente de carga parametrizada, tendo a razão cíclica do conversor ' $d$ ' como parâmetro.

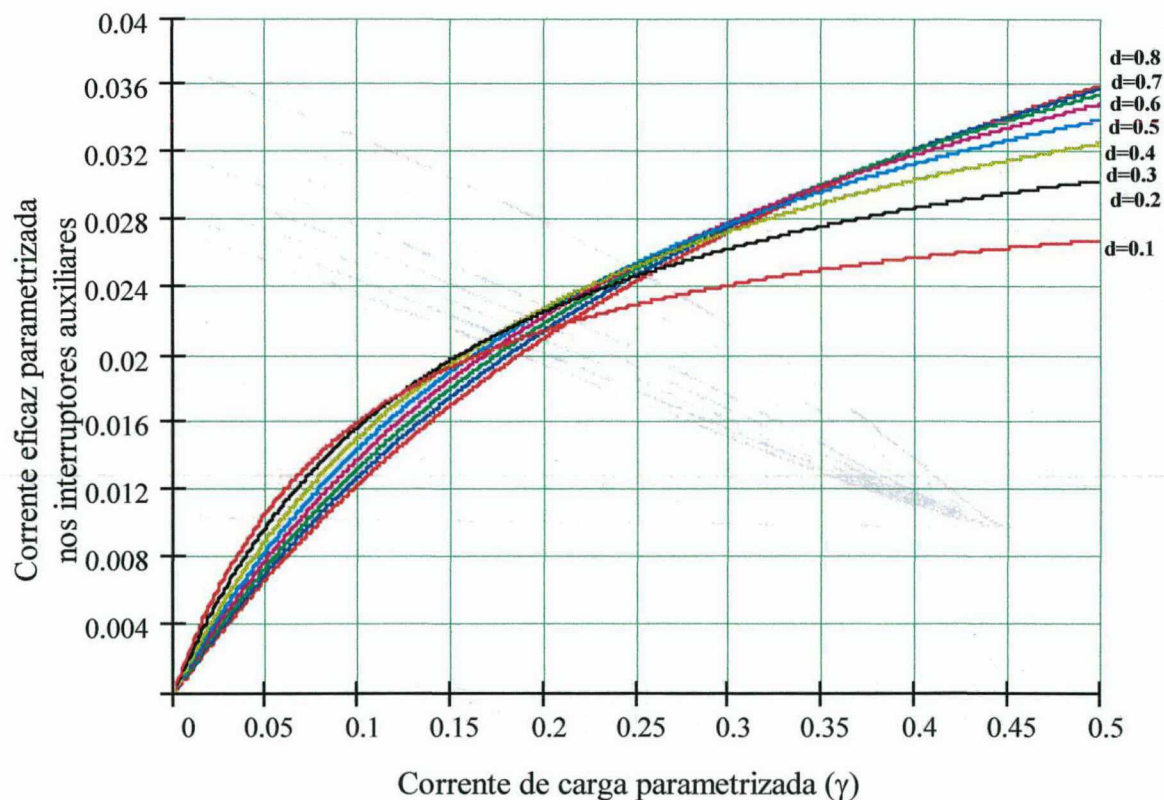


Fig. 3.14 - Corrente eficaz parametrizada nos interruptores auxiliares em função da corrente de carga parametrizada, tendo a razão cíclica do conversor ' $d$ ' como parâmetro.



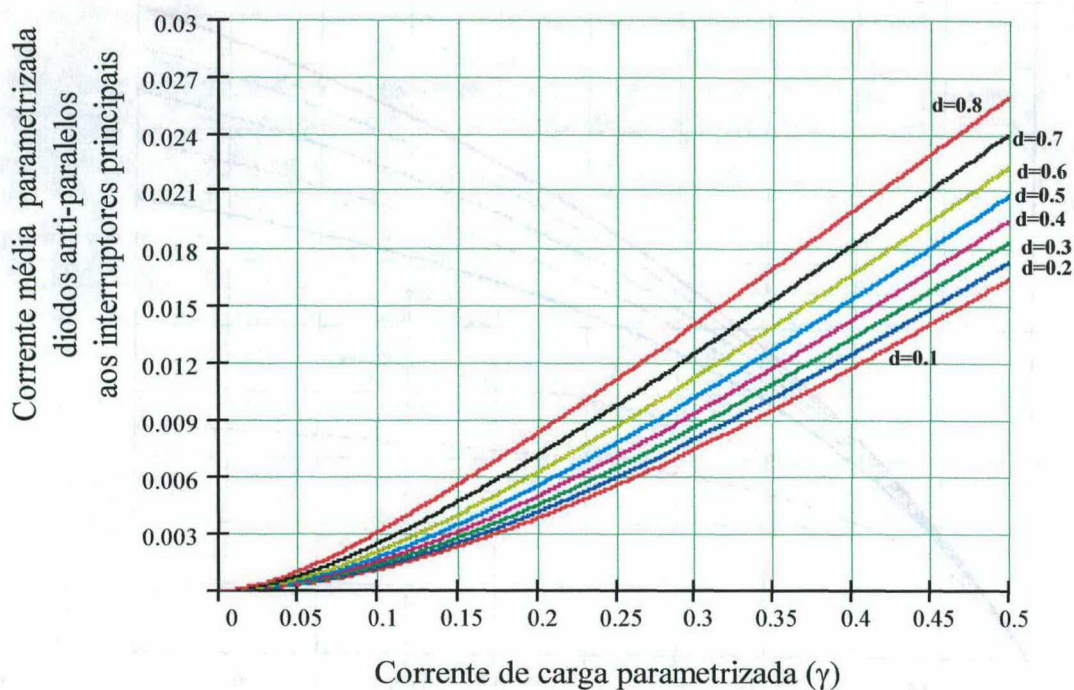


Fig. 3.15 - Corrente média parametrizada nos diodos anti-paralelos aos interruptores principais, em função da corrente de carga parametrizada, tendo a razão cíclica do conversor ' $d$ ' como parâmetro.

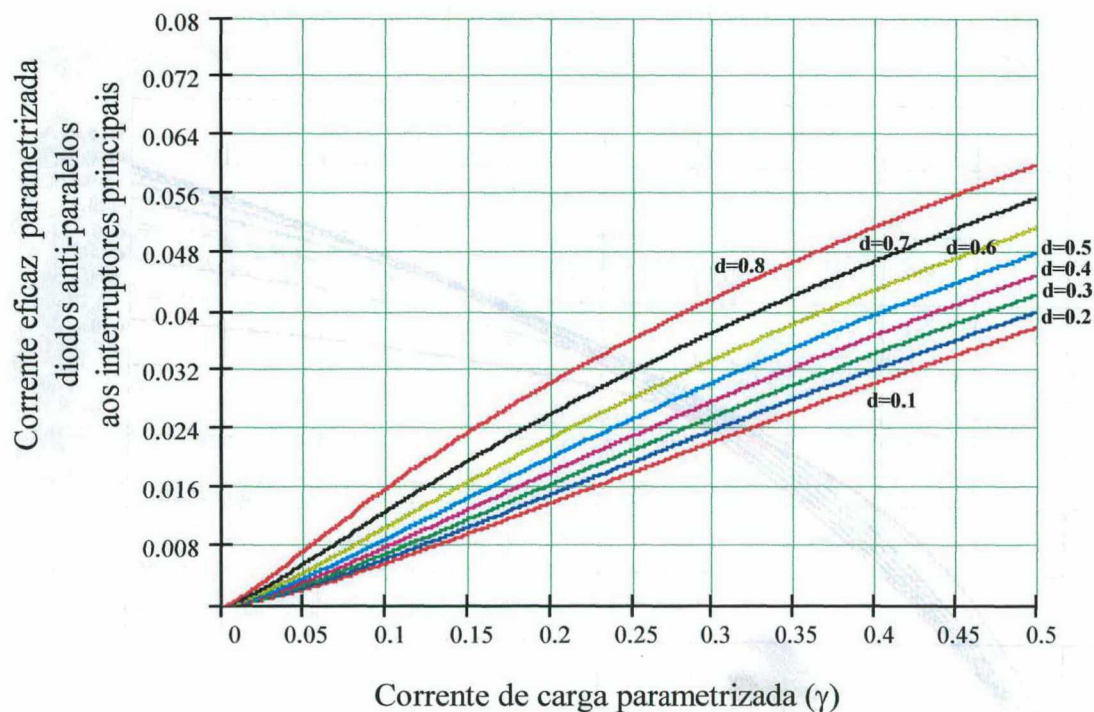


Fig. 3.16 - Corrente eficaz parametrizada nos diodos anti-paralelos aos interruptores principais, em função da corrente de carga parametrizada, tendo a razão cíclica do conversor ' $d$ ' como parâmetro.

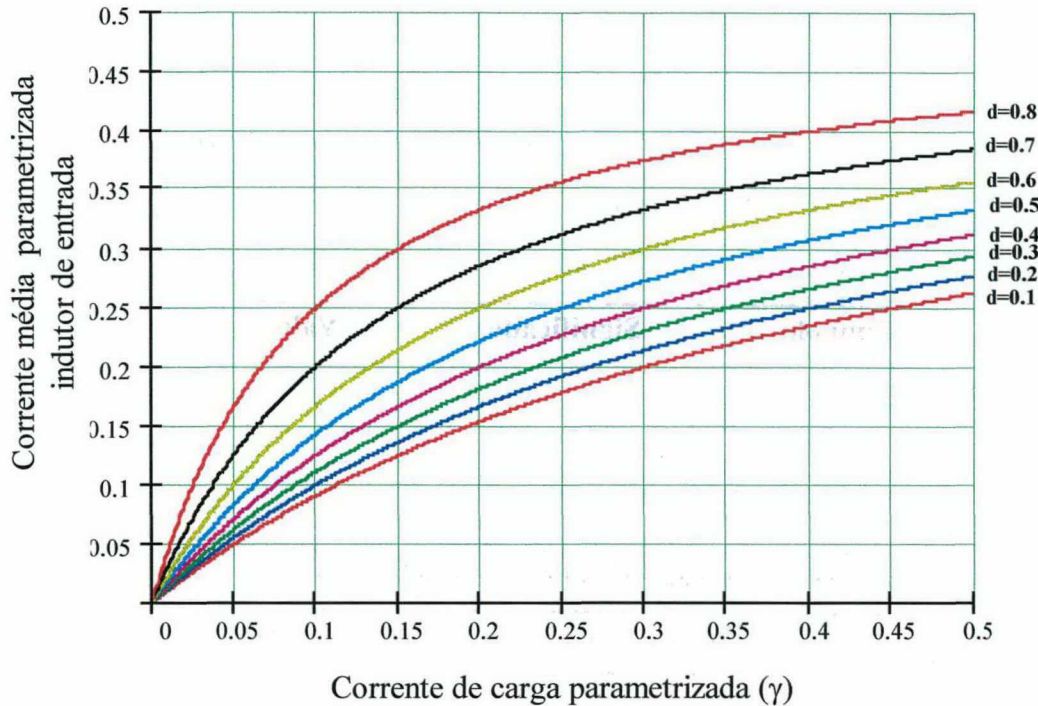


Fig. 3.17 - Corrente média parametrizada no indutor de entrada, em função da corrente de carga parametrizada, tendo a razão cíclica do conversor ' $d$ ' como parâmetro.

### 3.7.7 CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR DE ENTRADA

Aplicando à expressão (3.26) uma parametrização idêntica às apresentadas nas expressões (3.55) e (3.57), obtém-se a expressão para a corrente média parametrizada nos diodos anti-paralelos aos interruptores principais:

$$\overline{I_{L_{md}}} = \frac{\gamma}{1 - d + 2 \cdot \gamma} \quad (3.63)$$

A expressão (3.63) é representada graficamente na Fig.3.16, em função da corrente de carga parametrizada  $\gamma$ , utilizando a razão cíclica do conversor  $d$  como parâmetro.

## 3.8 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

A seguir é apresentada uma metodologia, e um exemplo de projeto, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo.

### 3.8.1 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NOMINAIS DE PROJETO

Inicialmente definem-se os parâmetros nominais de projeto. São estes: tensão e potência na saída, frequência de operação e tensão na entrada. Os valores definidos para este projeto são apresentados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 - Parâmetros nominais de projeto.

Símbolo	Significado	Valor
$P_s$	Potência na Saída	800 W
$E_o$	Tensão na Saída (2 saídas)	250 V
$E_{mín}$	Tensão Mínima na Entrada	48 V
$E_{máx}$	Tensão Máxima na Entrada	60 V
$f$	Frequência de Chaveamento	40 kHz

A partir dos dados da Tabela 3.3, calculam-se:

- *Corrente média na saída ( $I_o$ ).*

Visto tratar-se de uma tensão constante na saída, a relação abaixo determina a corrente média na saída.

$$I_o = \frac{P_s}{E_o} = \frac{800}{250} = 3,2 \text{ A}$$

- *Resistência de carga ( $R_o$ ).*

A expressão abaixo determina as resistências de carga compatíveis com a tensão e a potência especificadas.

$$R_1 = R_2 = \frac{E_o^2}{P_s / 2} = \frac{250^2}{800 / 2} = 156,25 \Omega$$

### 3.8.2 CÁLCULO DOS CAPACITORES DE COMUTAÇÃO E DAS INDUTÂNCIAS AUXILIARES DE COMUTAÇÃO

Como critério de projeto, definiu-se uma faixa de comutação ZVS, entre 40 e 100% da carga. A justificativa para esta escolha reside no fato de que abaixo de 40% da carga, as perdas de condução são de pequena magnitude. Assim, os interruptores podem



suportar as perdas adicionais de comutação, reduzindo os valores dos capacitores e indutores auxiliares de comutação.

O tempo máximo de comutação foi definido como:

$$\Delta t = 500 \text{ ns}$$

Este valor é um compromisso entre uma excessiva variação de tensão ( $dv/dt$ ) nos interruptores e a corrente mínima capaz de garantir comutação ZVS no conversor.

A variação máxima da corrente durante a comutação foi definida como:

$$\Delta I_{Ld} = 1 \text{ A}$$

Substituindo estes valores nas expressões (2.35) e (2.36), obtém-se

$$C_{com} = 5.1 \text{ nF} \quad \text{e} \quad L_d = 4 \mu\text{H}$$

### 3.8.3 DEFINIÇÃO DO PONTO DE OPERAÇÃO

Uma condição de contorno obrigatória é a satisfação da desigualdade citada no texto, e formalizada com a expressão (3.64):

$$\overline{E_o} > E \quad (3.64)$$

Substituindo os valores da Tabela 2.3, obtém-se:

$$\alpha = \frac{N_p}{N_s} \geq \frac{E}{E_o} = 0,192$$

A escolha de um valor elevado de relação de transformação implica em uma redução dos esforços de corrente sobre os principais elementos do conversor. Entretanto, mantido um ganho estático constante isto implica em uma elevação da razão cíclica do conversor, que por sua vez eleva os esforços de tensão e corrente sobre os interruptores. Com estas considerações em mente, adotou-se:

$$\alpha = 0,25$$

A tensão de saída referida ao primário é calculada através da expressão abaixo:

$$\overline{E_o} = \alpha \cdot E_o = 0,25 \cdot 250 = 62,5 \text{ V}$$

Os ganhos estáticos máximo e mínimo do conversor são determinados abaixo:

$$q_{\max} = \frac{\overline{E_o}}{E_{\min}} = \frac{62,5}{48} = 1,302$$

$$q_{\min} = \frac{\overline{E_o}}{E_{\max}} = \frac{62,5}{60} = 1,042$$



Inicialmente calcula-se a corrente de carga normalizada máxima para os valores máximo e mínimo de tensão de entrada:

$$\gamma_{\text{máx} / E_{\text{mín}}} = \frac{f \cdot Ld \cdot \overline{I_o}}{E_{\text{mín}}} = \frac{40000 \cdot 4\mu \cdot (2 \cdot 1,6 / 0,25)}{48} = 0,043$$

e

$$\gamma_{\text{máx} / E_{\text{máx}}} = \frac{f \cdot Ld \cdot \overline{I_o}}{E_{\text{máx}}} = \frac{40000 \cdot 4\mu \cdot (2 \cdot 1,6 / 0,25)}{60} = 0,034$$

Isolando  $d$  da equação da característica externa do conversor, tem-se:

$$d_{\text{máx}} = \frac{q_{\text{máx}} + 2 \cdot q_{\text{máx}} \cdot \gamma - 1}{q_{\text{máx}}} = \frac{1,302 + 2 \cdot 1,302 \cdot 0,0804 - 1}{1,302} = 0,4$$

e

$$d_{\text{mín}} = \frac{q_{\text{mín}} + 2 \cdot q_{\text{mín}} \cdot \gamma - 1}{q_{\text{mín}}} = \frac{1,042 + 2 \cdot 1,042 \cdot 0,0607 - 1}{1,042} = 0,175$$

### 3.8.4 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE ENTRADA

#### ▪ Cálculo da corrente média no indutor de entrada

Para calcular o indutor de entrada, é necessário primeiramente adotar um valor para a sua ondulação da corrente ' $\Delta I_{Lo}$ '.

Assim, define-se :

$$\Delta I_{Lo} = 10\% \cdot I_{L_{md}}$$

O valor escolhido segue o critério de redução dos esforços de corrente sobre os interruptores. A corrente média no indutor de entrada é calculada considerando nulas as perdas do conversor:

$$I_{L_{md}} = I_o \cdot \frac{\overline{E_o}}{E_{\text{mín}}} = 2 \cdot 1,6 \cdot \frac{62,5}{48} = 16,67 A$$

Assim:

$$\Delta I_{Lo} = 10\% \cdot I_{L_{md}} = 0,1 \cdot 16,67 = 1,67 A$$

Substituindo os valores calculados, na expressão (1.128):

$$L = \frac{E_{\text{mín}} \cdot D}{2 \cdot f \cdot \Delta I_L} = \frac{48 \cdot 0,4}{2 \cdot 40.000 \cdot 1,67} = 144 \mu H$$

### 3.8.5 DIMENSIONAMENTO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM DA TENSÃO DE SAÍDA

Define-se:

$$\Delta V_o = 0,2V$$

Onde  $\Delta V_o$  representa a ondulação de tensão na saída ou ruído de chaveamento (*spike noise*).

O valor escolhido é coerente com a característica de tensão de saída constante.

$$C \geq \frac{E_o}{R} \cdot \frac{1}{\Delta V_o} \cdot (1-d) \cdot \frac{T}{2} = \frac{250}{156,25} \cdot \frac{1}{0,2} \cdot (1-0,4) \cdot \frac{25\mu}{2} = 60\mu F$$

### 3.8.6 DEFINIÇÃO DA LARGURA DE PULSO DO COMANDO

Até o momento, foram desprezados os intervalos correspondentes ao tempo necessário para a comutação  $\Delta t$  e os tempos de subida e descida dos interruptores. Esta simplificação é justificável por reduzir substancialmente o esforço analítico necessário para o projeto do conversor. Entretanto, para obter uma tensão de saída precisa, é necessário incluir ditos intervalos.

É razoável fazer a simplificação de que por metade dos intervalos de tempo  $\Delta t$ , a tensão do interruptor principal é nula. Isto significa que o *indutor de entrada acumula energia durante um intervalo equivalente a  $\Delta t$ , dentro de um semi-período*. É portanto necessário subtrair este intervalo do tempo estimado de condução dos interruptores.

Assim o ajuste necessário é formalizado a seguir. Determina-se um decréscimo da razão cíclica nominal a partir da expressão:

$$d_{sub} = \frac{t_{sub} + t_{desc} + \Delta t}{T/2} \quad (3.65)$$

Assim a razão cíclica final do conversor é dada através da expressão (3.66):

$$d_{final} = d - d_{sub} \quad (3.66)$$

### 3.8.7 CÁLCULO DA RAZÃO CÍCLICA DOS INTERRUPTORES

Para fins de controle, é necessário calcular a razão cíclica dos interruptores. Isolando D na expressão (1.1), obtém-se:

$$D = \frac{d+1}{2} = \frac{0,4+1}{2} = 0,7$$

▪ Tempo de habilitação dos interruptores

Para fins de simulação e implementação prática, é calculado o tempo de habilitação dos interruptores:

$$t_{chave} = D_{chave} \cdot T = 0,7 \cdot \frac{1}{40.000} = 17,5 \mu s$$

### 3.9 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

#### 3.9.1 ARQUIVO DE SIMULAÇÃO

O conversor foi simulado com os parâmetros projetados, utilizando o programa Pspice 4.05. O arquivo de simulação é apresentado no quadro abaixo.

Conversor <i>Push-Pull</i> Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo	
Vin 1a 0 48V	;Tensao de Entrada
L 1a 1 149uH ic=16.6A	;Indutancia de Entrada
X1 2a 1G 0 IRG4PC50U	;Interruptor Principal S1
D1 0 2a mur1510	;Diodo Anti-Paralelo
X2 3a 2G 0 IRG4PC50U	;Interruptor Principal S2
D2 0 3a mur1510	;Diodo Anti-Paralelo
Cgr 8 0 10uF ic=160V	;Capacitor de Grampeamento
Xa1 8 8g1 2a IRG4PC50U	;Interruptor Auxiliar Sa1
Da1 2a 8 mur1510	;Diodo Anti-Paralelo
Rga1 8v1 8g1 6ohm	;Resistor de gate do interruptor auxiliar Sa1
Xa2 8 8g2 3a IRG4PC50U	;Interruptor Auxiliar Sa2
Da2 3a 8 mur1510	;Diodo Anti-Paralelo
Rga2 8v2 8g2 6ohm	;Resistor de Gate do interruptor Auxiliar Sa2
RG1 1G 1V 6ohm	;Resistor de Gate do interruptor Principal S1
RG2 2G 2V 6ohm	;Resistor de Gate do interruptor Principal S2
Ccp1 2a 0 5.1nF	;Capacitor auxiliar de comutação
Ccp2 3a 0 5.1nF	;Capacitor auxiliar de comutação
Cca1 8 2a 5.1nF	;Capacitor auxiliar de comutação





### 3.9.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A seguir são apresentadas e comentadas as principais formas de onda obtidas através de simulação. Neste item confirmam-se as principais formas de onda teóricas, e a metodologia de projeto é validada. Além disto, esta é uma oportunidade de verificar os fenômenos de segunda ordem que ocorrem no circuito.

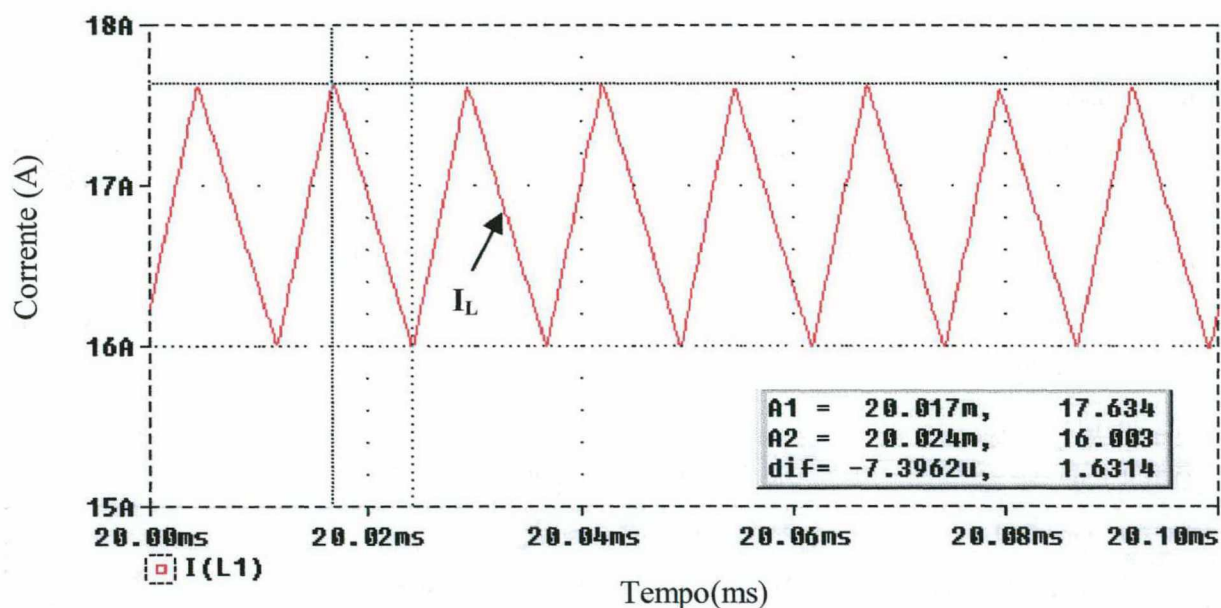


Fig. 3.19 - Corrente do indutor de entrada.

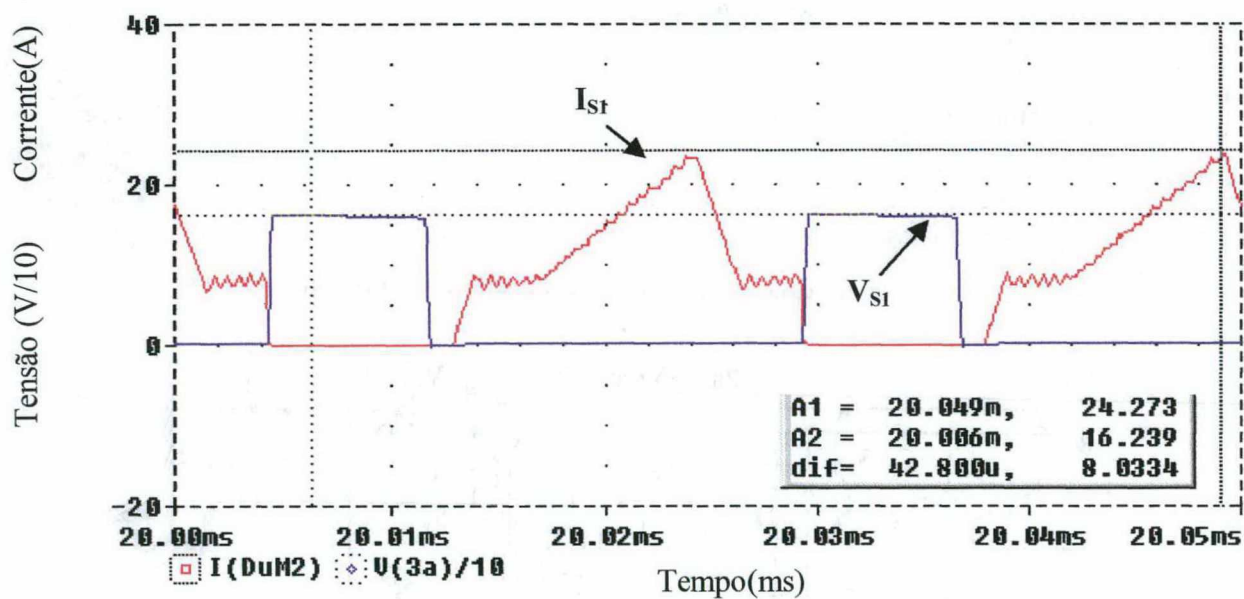


Fig. 3.20 - Tensão e corrente nos interruptores principais.

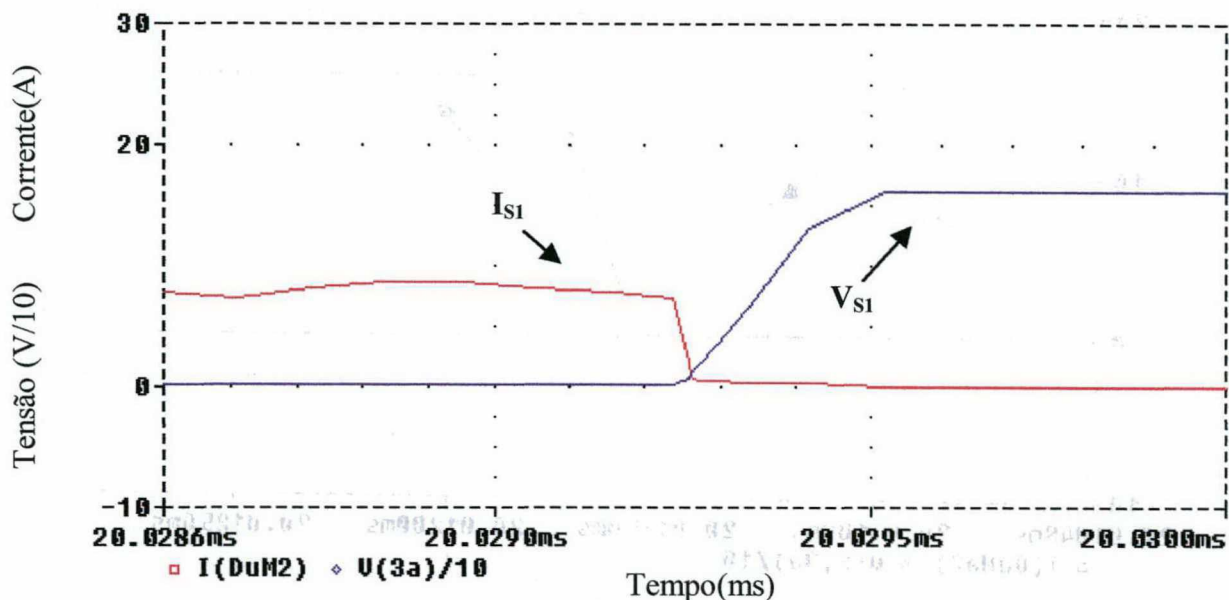


Fig. 3.21 - Comutação no bloqueio dos interruptores principais.

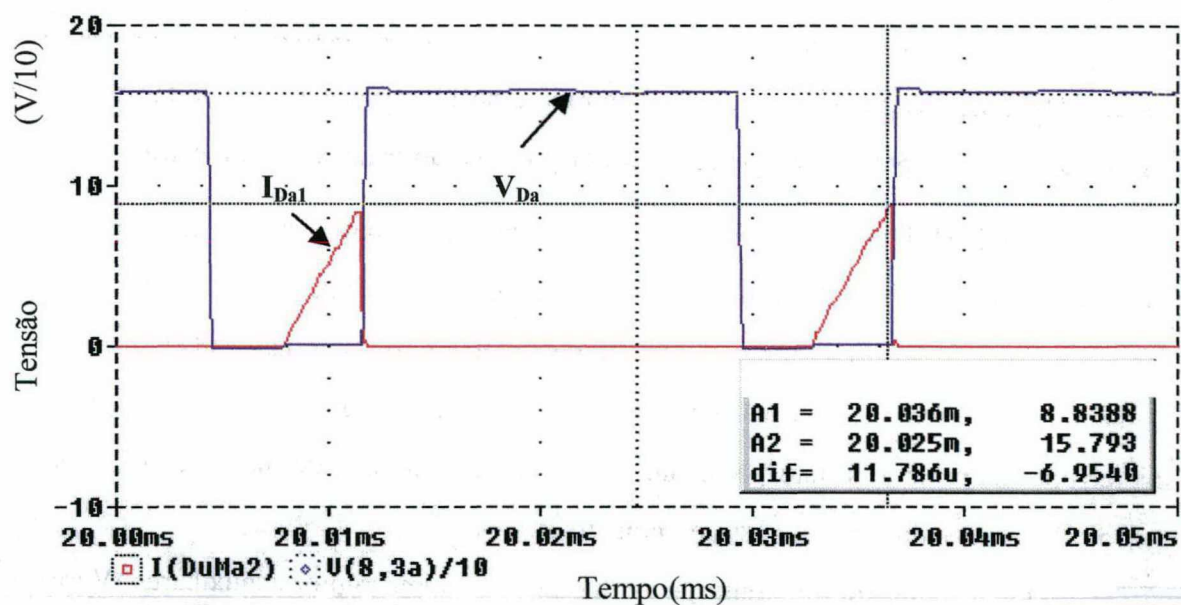


Fig. 3.22 - Tensão e corrente nos interruptores auxiliares.

A Fig.3.19 ilustra a corrente através do indutor de entrada, e demonstra a semelhança deste conversor ao conversor *Boost*, pois aparentemente há somente duas etapas de operação relevantes. A ondulação (*ripple*) no indutor é próxima ao valor definido no projeto.



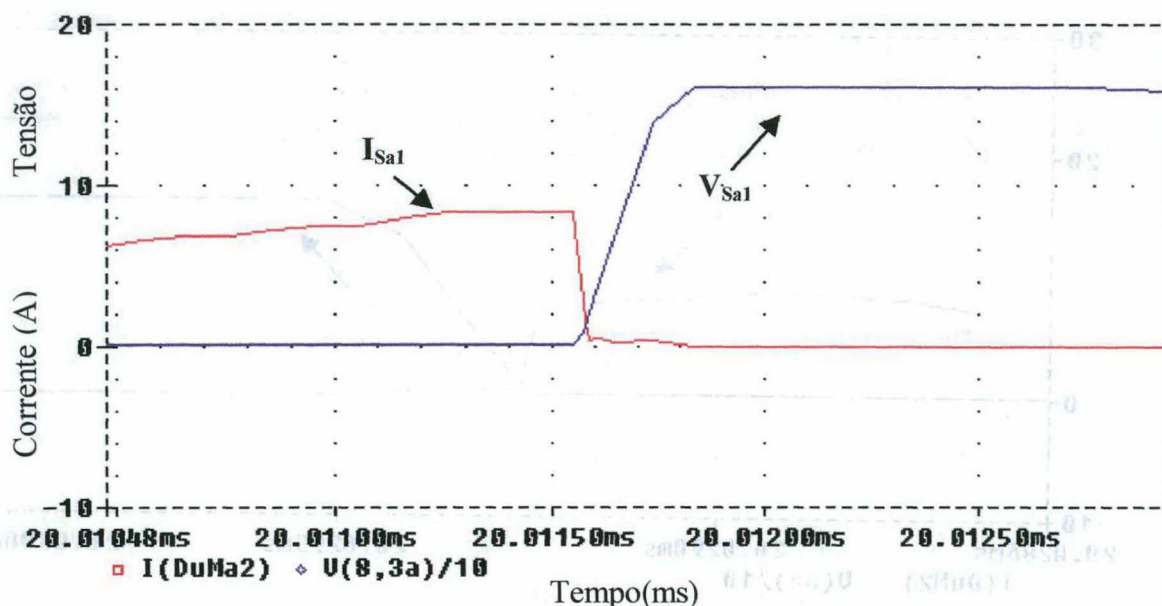


Fig. 3.23 - Comutação no bloqueio dos interruptores auxiliares.

Observa-se na Fig.3.20 uma consequência inevitável do Grampeamento Ativo: a corrente alcança um valor aproximadamente igual a 1,5 vezes a corrente média na entrada, elevando as perdas por condução. No entanto, as perdas de comutação são reduzidas, pois a comutação é suave na entrada e no bloqueio. Observa-se também, que a tensão no interruptor é grampeada em valor próximo ao valor predito teoricamente.

A Fig.3.21 ilustra a comutação de bloqueio das chaves principais. Verifica-se comutação sob tensão nula no bloqueio dos interruptores principais.

A Fig.3.22 ilustra a tensão e corrente nos interruptores auxiliares. Os interruptores auxiliares apresentam valores de corrente claramente inferiores em relação aos interruptores principais. Isto possibilita o uso de interruptores de menor capacidade de corrente, reduzindo assim o custo do conversor.

A Fig.3.23 ilustra a comutação no bloqueio dos interruptores auxiliares. Verifica-se comutação sob tensão nula no bloqueio dos interruptores auxiliares.

A Fig.3.24 ilustra a corrente através dos diodos de saída. Na Fig.3.24 diferenciam-se claramente as etapas de transferência de potência através do indutor de entrada (corrente crescente) e através das indutâncias de dispersão (corrente decrescente). Durante o bloqueio, a tensão sobre os diodos atinge duas vezes a tensão de saída.

A Fig.3.25 ilustra a tensão e corrente no capacitor de grampeamento. Através da figura inferior (corrente no capacitor de grampeamento), percebe-se que a troca de

energia entre o capacitor de grampeamento e os indutores auxiliares de comutação é aproximadamente linear. Esta constatação valida as aproximações utilizadas no cálculo dos esforços de corrente. A figura superior ilustra a tensão sobre o capacitor de grampeamento. Verifica-se que o seu valor sofre pequena variação, validando a aproximação por uma tensão constante nos cálculos.

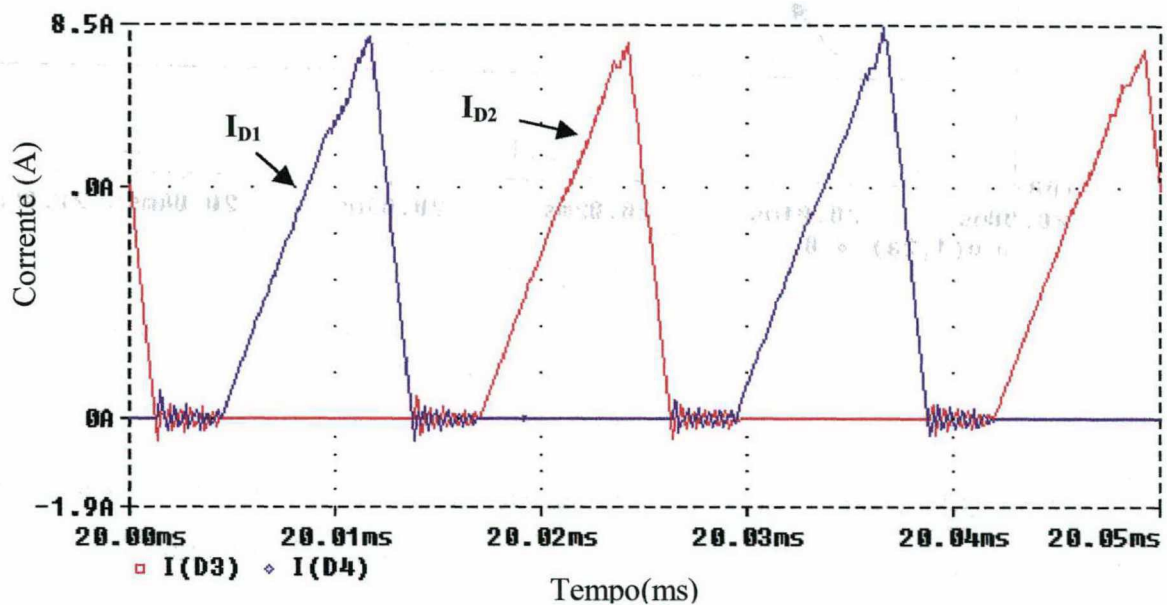


Fig. 3.24 - Corrente nos diodos de saída..

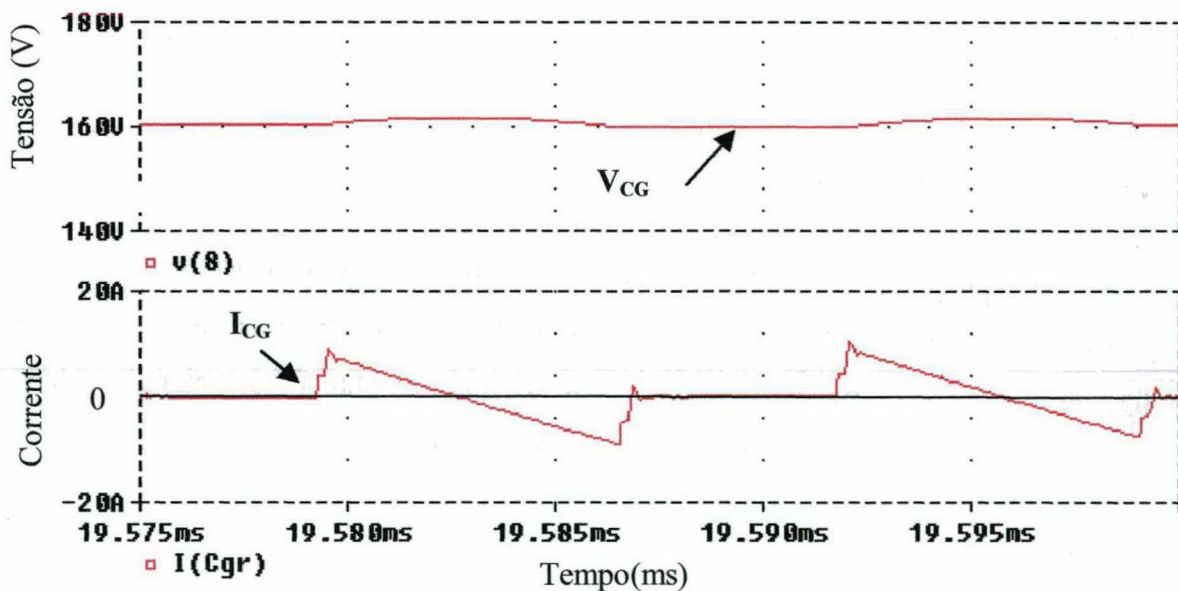


Fig. 3.25 - Tensão e corrente no capacitor de grampeamento.

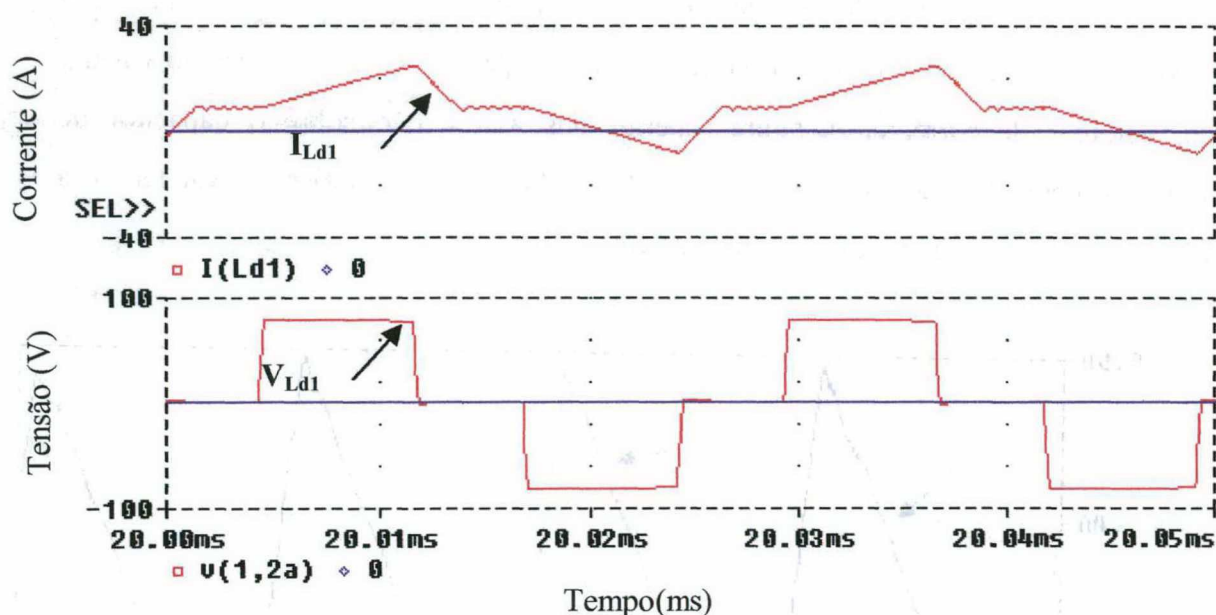


Fig. 3.26 - Corrente através dos enrolamentos primários; tensão sobre os enrolamentos primários (incluindo indutâncias auxiliares de comutação).

A Fig.3.26 ilustra a corrente e tensão nos enrolamentos primários, incluindo as indutâncias auxiliares de comutação. A tensão média nas indutâncias primárias é nula. Desequilíbrios nos intervalos de condução dos interruptores teoricamente não produzem acumulação de fluxo no transformador *Push-Pull*, pois este é imposto pela corrente de entrada constante.

### 3.9.3 TABELA COMPARATIVA

Com o intuito de validar a metodologia de projeto e as equações para o cálculo dos esforços sobre os principais elementos do conversor, construiu-se Tabela 3.4, onde figuram os valores teóricos, de acordo com as equações obtidas, os valores práticos, obtidos a partir de simulação e o valor percentual da diferença obtida.

As equações obtidas para o cálculo dos esforços nos elementos do circuito, e a metodologia de projeto foram validadas, visto que os valores das diferenças percentuais entre os valores obtidos e os valores previstos não ultrapassam 10%.



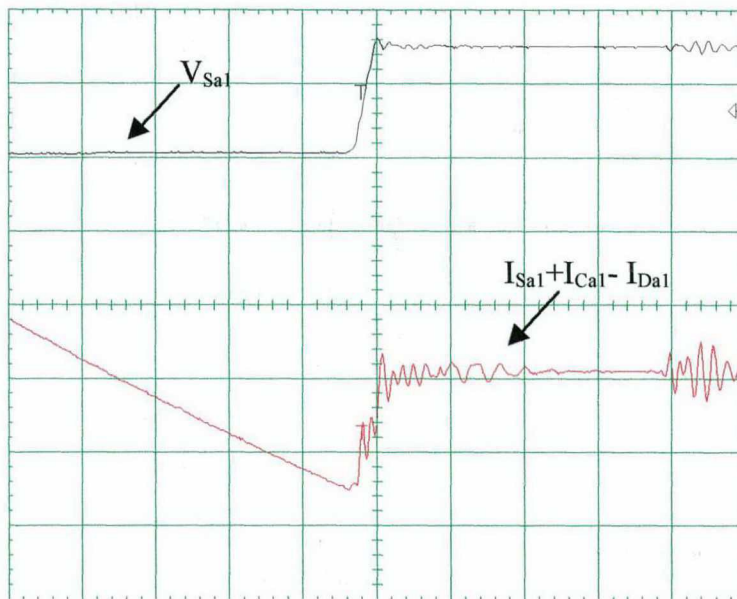


Fig. 3.35 - Detalhe do bloqueio de um interruptor auxiliar. Tensão sobre  $S_{a1}$  e soma das correntes através de  $S_{a1}$ ,  $D_{a1}$  e  $C_{a1}$ . Escalas: 100V/div., 5A/div., 1μs/div.

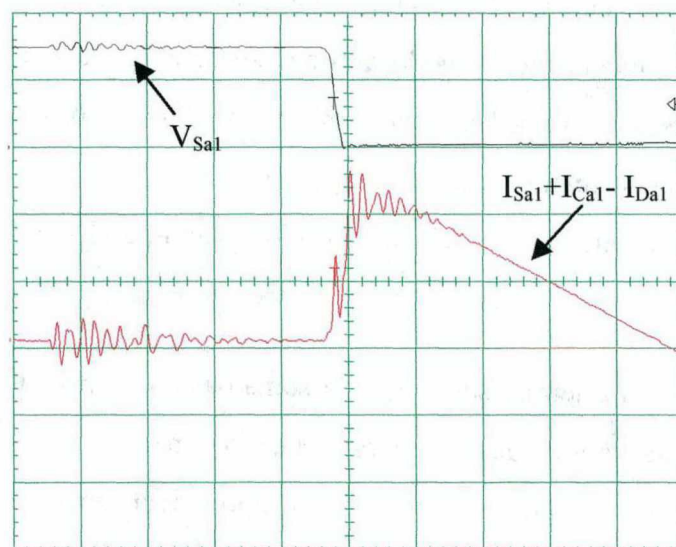


Fig. 3.36 - Detalhe da entrada em condução dos interruptores auxiliares. Tensão sobre  $S_{a1}$  e soma das correntes através de  $S_{a1}$ ,  $D_{a1}$  e  $C_{a1}$ . Escalas 100V/div., 5A/div., 1μs/div.

Na Fig.3.36 observa-se a comutação resultante da entrada em condução dos interruptores auxiliares. A tensão nos interruptores decresce de forma suave até anular-se. Novamente, as oscilações na corrente são atribuídas ao método de medição utilizado, visto que não se verificaram reverberações desta oscilação em outros pontos do circuito.

A Fig.3.37 ilustra a corrente através das indutâncias dispersão e tensão entre o tap central do transformador e o dreno dos interruptores principais. A corrente reflete os diferentes estágios de operação do conversor. A tensão entre o tap central do

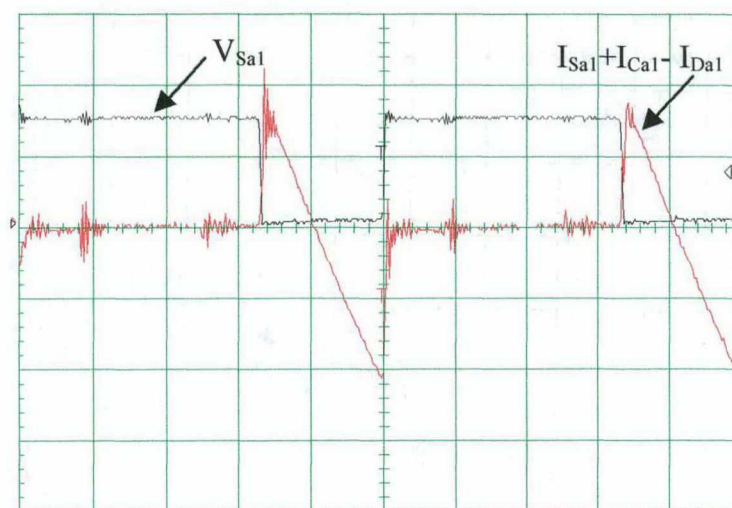


Fig. 3.34 - Tensão sobre  $S_{a1}$  e soma das correntes através de  $S_{a1}$ ,  $D_{a1}$ , e  $C_{a1}$ . Escalas: 100V/div., 5A/div., 5μs/div.

A Fig.3.33 ilustra a entrada em condução dos interruptores principais. Novamente, por questões práticas, não se observou isoladamente a corrente em um interruptor principal. Entretanto, claramente o diodo anti-paralelo conduz, o que permite concluir que a comutação é suave. A oscilação da corrente é atribuída a problemas de medição, dado que não foram percebidas reverberações compatíveis a tal oscilação no restante do circuito. Observa-se a entrada em condução dos diodos anti-paralelos, indicativo claro da comutação suave.

A Fig.3.34 ilustra a tensão sobre  $S_{a1}$  e a soma das correntes através de  $S_{a1}$ ,  $D_{a1}$  e  $C_{a1}$ . Observa-se nesta figura troca de energia entre o capacitor de grampeamento e os indutores auxiliares de comutação. Esta troca é aproximadamente linear, visto que a tensão no capacitor sofre uma variação desprezível. As comutações de entrada em condução e bloqueio são analisadas nas Figs.3.35 e 3.36.

Na Fig.3.35 observa-se a comutação decorrente do bloqueio dos interruptores auxiliares. A tensão nos interruptores eleva-se de forma suave até o valor da tensão de grampeamento, sem ocorrência de sobre-sinal. Reitera-se que a sobreposição observada entre tensão e corrente medidas é devida à componente de corrente sobre o capacitor de comutação.

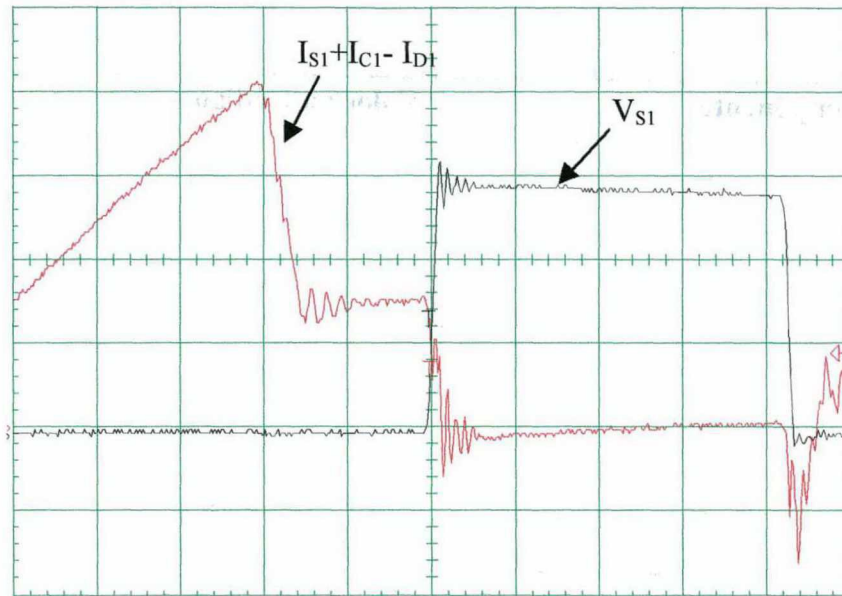


Fig. 3.32 - Detalhe do bloqueio de um interruptor principal. Tensão sobre  $S_1$  e soma das correntes através de  $S_1$ ,  $D_1$  e  $C_1$ . Escalas: 50V/div., 5A/div., 2 $\mu$ s/div.

Dada a dificuldade prática em obter isoladamente a corrente sobre os interruptores principais, observa-se na Fig.3.32 soma das correntes através do conjunto  $S_1$ ,  $D_1$  e  $C_1$ . Verifica-se, no intervalo de comutação, uma sobreposição entre a tensão e corrente observadas. É possível afirmar, com razoável segurança, que a maior parte desta corrente atravessa o capacitor de grampeamento. Esta afirmação é sustentada pelo fato de que a tensão no interruptor cresce de forma suave neste intervalo.

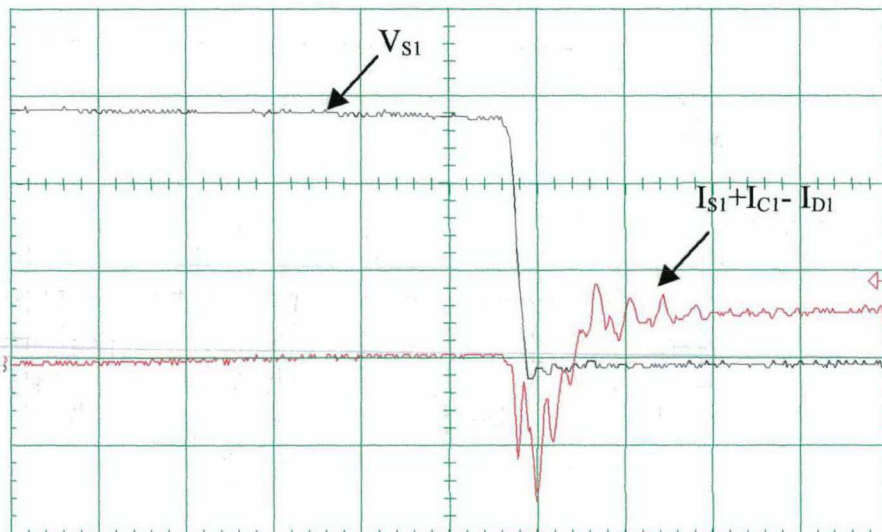


Fig. 3.33 - Detalhe da entrada em condução de um interruptor principal. Tensão sobre  $S_1$  e soma das correntes através de  $S_1$ ,  $D_1$  e  $C_1$ . Escalas: 50V/div., 5A/div., 5 $\mu$ s/div.



Tabela 3.7 -

Lista de componentes.

Componente	Valor ou Código
$C_T$	100nF/15V/Polipropileno
$P_{OT2}$	Potenciômetro de precisão 100 K $\Omega$
$R_{T1}, R_{T2}$	27 K $\Omega$
$C_{T1}, C_{T2}$	390pF
$Q_1, Q_3$	BC2907(PNP)
$Q_2, Q_4$	2N2222(NPN)
$D_{Z1}, D_{Z2}, D_{Z3}, D_{Z4}$	Diodos Zener (5,1V)
$R_{E1}, R_{E2}$	Potenciômetro de precisão 1 K $\Omega$ - 1/8W
$D_{IRF1}, D_{IRF2}$	Diodo de sinal EB527
$C_{B1}, C_{B2}$	Capacitor bootstrap (100nF/400V polipropileno)
$R_{P1}, R_{P2}$	1 K $\Omega$ - 1/8W
$R_{Q1}, R_{Q3}$	1 K $\Omega$ - 1/8W
$R_{Q2}, R_{Q4}$	5,6 K $\Omega$ - 1/8W
$C_{RP1}, C_{RP2}$	33nF/15V Polipropileno
$C_{O2}, C_{O4}$	221pF/15V Polipropileno

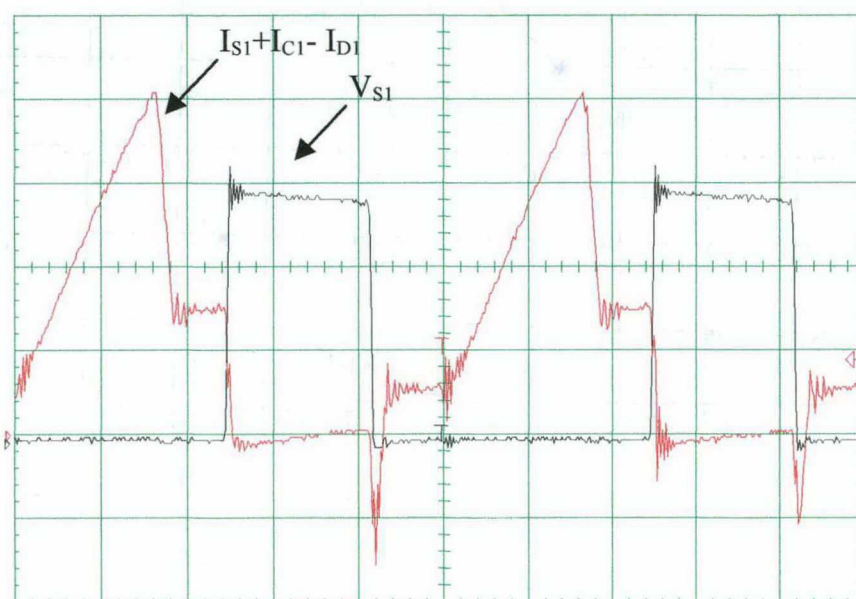


Fig. 3.31 - Tensão sobre o interruptor  $S_1$  e soma das correntes através de  $S_1$ ,  $D_1$ , e  $C_1$ . Escalas: 50V/div., 5A/div., 5us/div.

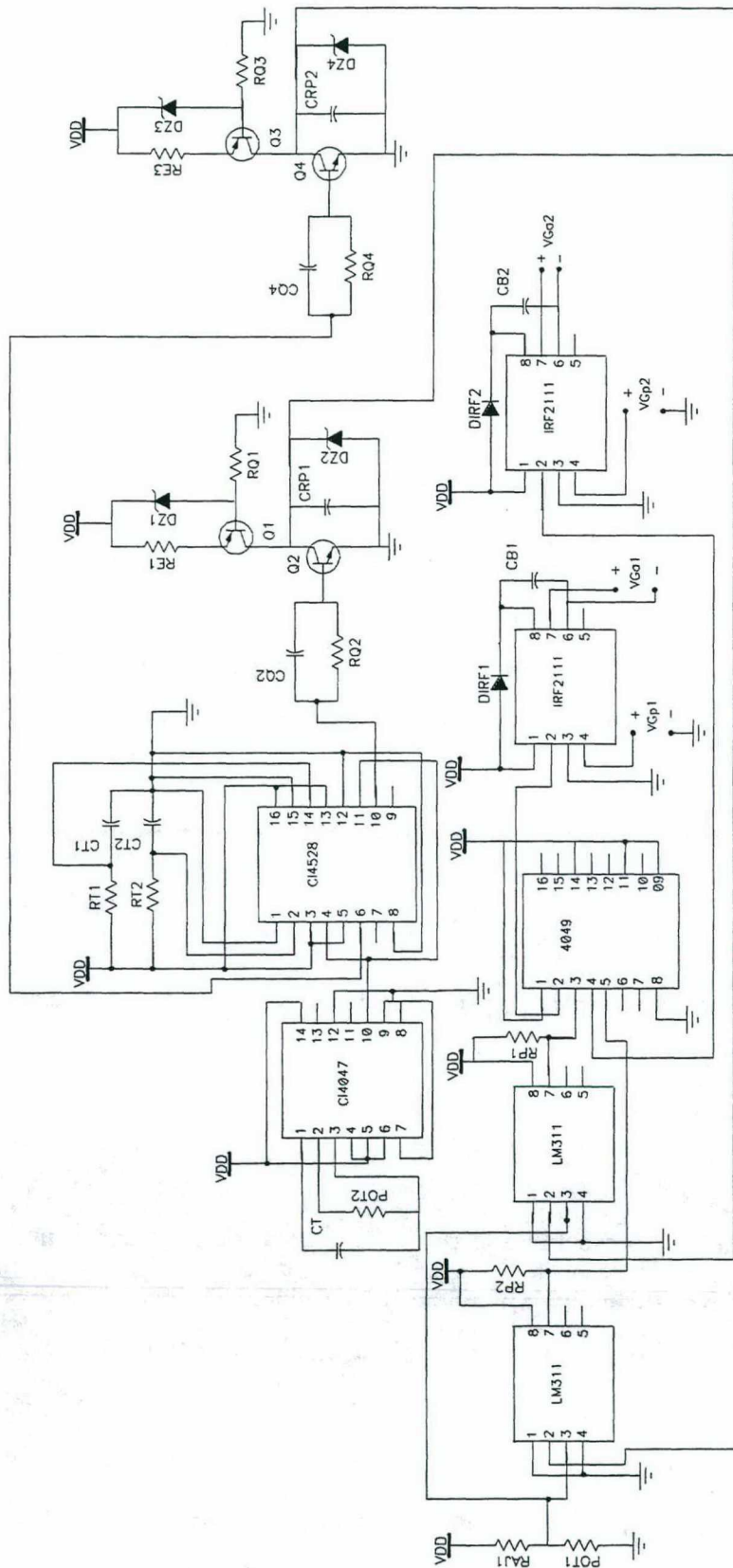


Fig. 3.30 - Circuito de comando implementado.

- *Comparadores.*

O comparador LM311 é um circuito básico em eletrônica e portanto não será descrito. Um sinal de referência ( $V_C$ ) é gerado através de um divisor resistivo, e comparado à rampa (tensão no capacitor  $C_{RP}$ ). O sinal na saída possui lógica alta enquanto o sinal de referência é superior ao valor da rampa.

- *Portas inversoras.*

O circuito integrado 4049 possui diversas portas inversoras, das quais apenas duas são utilizadas.

- *Gate driver.*

O circuito integrado IR2111 (*International Rectifier*), é um driver isolado para interruptores de potência. Este circuito é específico para o controle de braços de interruptores. A geração do sinal para o braço superior é obtida através do princípio *bootstrap*. O sinal obtido na saída para o interruptor superior é idêntico ao sinal colocado na entrada, e o sinal obtido na saída para o interruptor inferior é complementar ao sinal colocado na entrada. Isto explica a necessidade de inverter o sinal obtido através dos comparadores.

A Fig.3.30 ilustra o circuito de comando implementado.

A lista de componentes, especificando os elementos do circuito de comando, é ilustrada na Tabela 3.7.

### 3.10.2 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A seguir são apresentadas as principais formas de onda experimentais.

A Fig.3.31 ilustra a tensão sobre  $S_1$  e a soma das correntes através de  $S_1$ ,  $D_1$  e  $C_1$ . A tensão no interruptor é grampeada efetivamente. O pequeno sobre-sinal observado é decorrência das indutâncias dos fios, no laço  $S_1$ ,  $S_{a1}$ ,  $C_G$ . A medição da corrente nos interruptores implica em um aumento da fiação, ampliando a magnitude do sobre-sinal. Percebe-se também um desnível entre as etapas de acumulação de energia, indicando a existência de um desequilíbrio entre as indutâncias de dispersão nos enrolamentos primários do transformador. As comutações de entrada em condução e bloqueio são analisadas nas Figs.3.32 e 3.33.



base e o terra funciona como divisor de tensão com o diodo zener.. Entre o emissor e a fonte de alimentação é colocado um potenciômetro, que funciona como ajuste do fluxo de corrente através do transistor. O coletor é ligado a um capacitor ( $C_{RP}$ ), cuja tensão cresce linearmente em função da corrente no transistor PNP. O transistor NPN funciona como reinicializador da tensão no capacitor  $C_{RP}$ , que se descarrega através deste a cada pulso do circuito monoestável dual (4528).

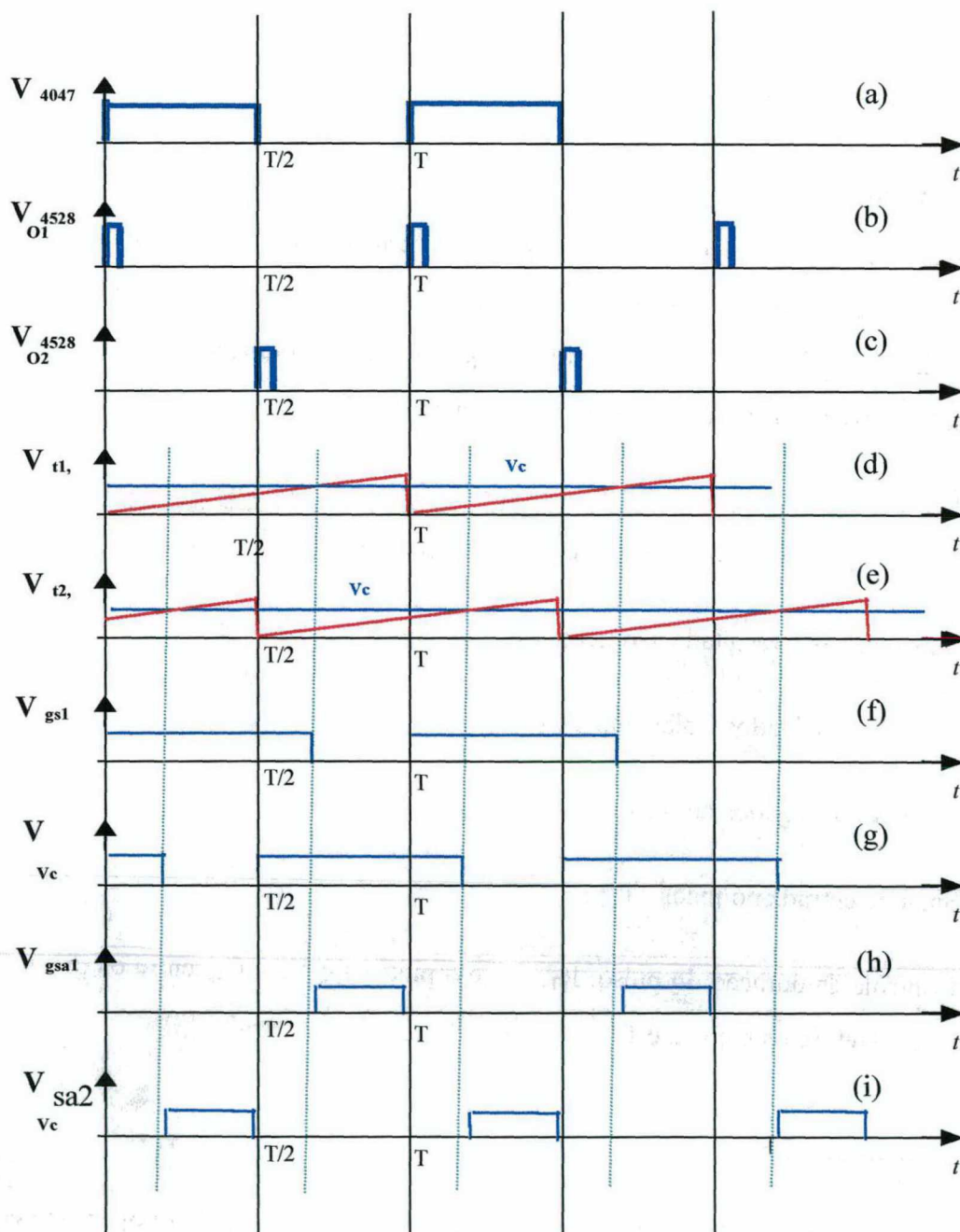


Fig. 3.29 - Geração dos sinais de comando dos interruptores principais.

- Pinos 4, 5, 6 e 14 à alimentação ( $V_{DD}/15V$ ).
- Pinos 7, 8, 9 e 12 ao terra.
- Um potenciômetro ( $P_{OT2}$ ) entre os pinos 3 e 2
- Um capacitor ( $C_T$ ) entre os pinos 3 e 1

O período da forma de onda quadrada no pino é determinado através da expressão (3.).

$$T = 4,4 \cdot R \cdot C = 4,4 \cdot P_{OT2} \cdot C_T$$

▪ *Multivibrador monoestável dual.*

O circuito integrado CD4528BC (*National Semiconductor*) é um multivibrador monoestável dual. Possui duas saídas monoestáveis, que respondem à subida ou à descida do sinal de entrada, conforme programadas. A duração destes pulsos é controlada através de circuitos RC externos independentes,

Para esta aplicação, o pino 10 foi programado para responder à descida do pulso de entrada, e o pino 6 responde à subida do pulso de entrada.

Para obter este resultado são necessárias as seguintes ligações:

- Pinos 5 e 16 ligados à alimentação ( $V_{DD}$ ).
  - Pinos 8 e 12 ligados ao terra.
  - Sinal de entrada no pinos 11.
  - Controle da duração do pulso:  $R_{T1}$  entre o pino 14 e  $V_{DD}$ ,  $C_{T1}$  entre os pinos 14 e 1,  $C_{T2}$  entre os pinos 2 e 1.
- *Rampas de tensão.*

As rampas de tensão são construídas a partir de um transistor PNP operando como driver de corrente (região de linear). A tensão base emissor é constante, mantida através de um diodo zener, colocado entre a base e a fonte de alimentação. O resistor entre a

O multivibrador astável (CD4047BC) com razão cíclica de 50% gera o sinal na Fig.3.30(a). Este sinal é colocado na entrada de um multivibrador monoestável dual, que gera duas saídas (Figs. 3.29(b) e 3.29(c)), que reinicializam as rampas de tensão independentes, ilustradas nas Figs. 3.29(d) e 3.29(e). As rampas de tensão são comparadas com uma referência de tensão ( $V_C$ ), assegurando um controle da largura de pulso de ambos os sinais de entrada.

Os blocos do circuito de comando são descritos a seguir.

▪ *Astável 4047.*

O circuito integrado CD4047BC (*National Semiconductor*) é um multivibrador monoestável/astável. Para utilizá-lo no modo free-running, onde gera uma onda quadrada ininterrupta, é necessário conectar:

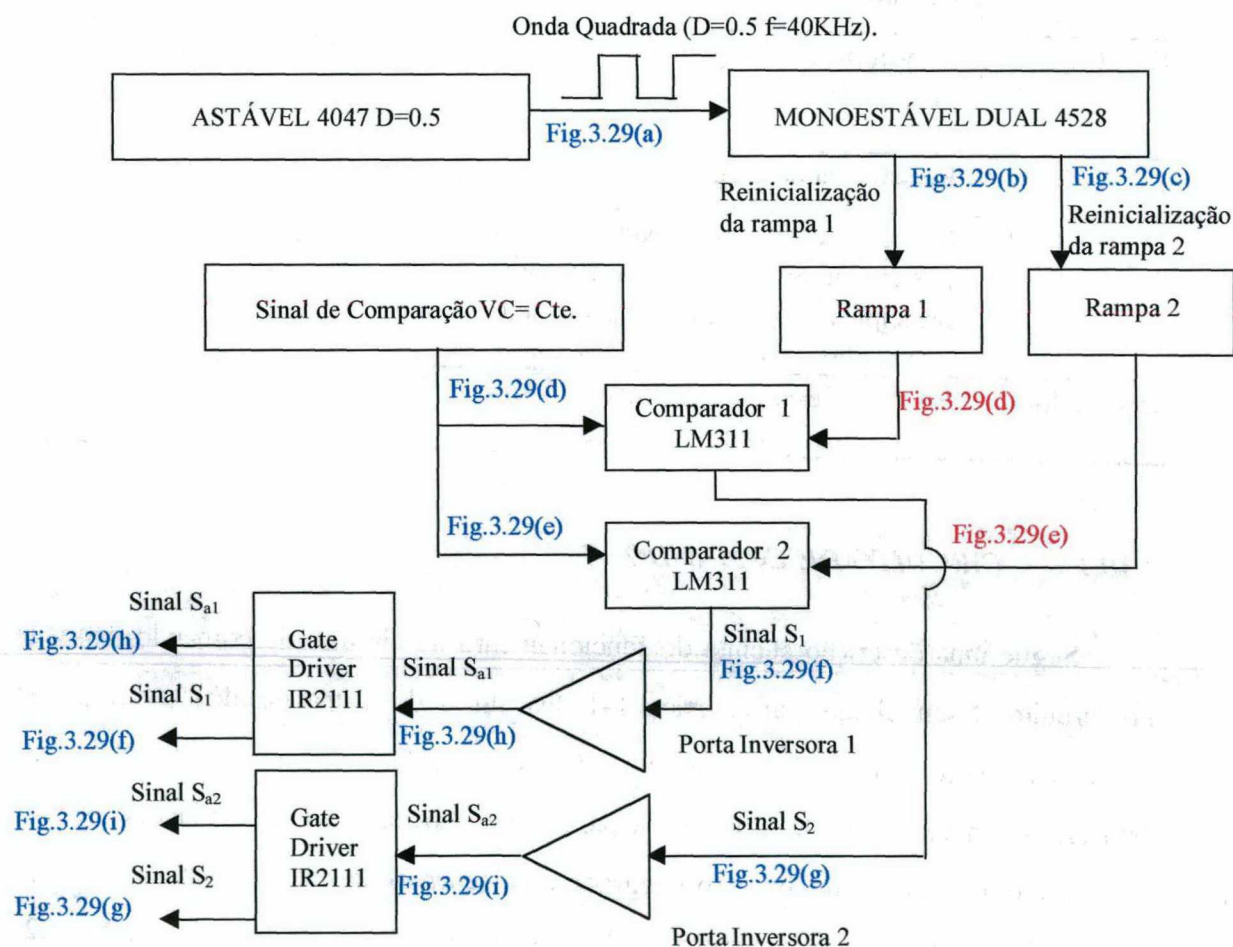


Fig. 3.28 - Diagrama de blocos do circuito de comando.



Tabela 3.6 - Especificação e descrição dos principais elementos do protótipo.

Elemento	Descrição	Especificação
E	Fonte de tensão constante	48/60 V
S <sub>1</sub> /S <sub>2</sub>	Transistores de potência ( IGBT's)	IRG4PC50U
D <sub>1</sub> /D <sub>2</sub> /D <sub>3</sub> /D <sub>4</sub>	Diodos ultrafast	MUR860
Tr	Transformador Push-Pull	n <sub>p</sub> = 16 esp / 5 fios 19AWG n <sub>s</sub> = 4 esp. / 2 fios 19AWG Núcleo E65/26 – Thornton/IP12
L	Indutor de entrada	L=149uH 25esp./7 fios 19 AWG Núcleo E65/26 – Thornton/IP12
C <sub>G</sub>	Capacitor de grampeamento	C=7,6uF (3x2,2uF B32614/FD + 1uF B32614/JD) – polipropileno
R <sub>C</sub>	Resistor de grampeamento	R= 2.1k $\Omega$ (1+.5+.5+.1)k $\Omega$ /10W
C <sub>O1</sub> , C <sub>O2</sub>	Capacitor de filtragem da Tensão de saída	C=150uF (2 unidades) Eletrolítico / Siemens /84091
R <sub>O</sub>	Resistência de carga	R=156 $\Omega$ (2 unidades)
Dissipador 1	Sobre este dissipador são posicionados os interruptores principais e auxiliares, e seus respectivos diodos anti-paralelos	1,1 Celsius/Watt
Dissipador 2	Sobre este dissipador são posicionados os diodos de saída.	8 Celsius/Watt

### 3.10.1 CIRCUITO DE COMANDO

Segue uma descrição sucinta do funcionamento do circuito de comando, baseado no circuito desenvolvido por Torrico [4]. Os sinais de comando dos interruptores principais possuem razão cíclica superior a 0,5, e são defasados entre si por 180 graus. Isto criou a necessidade de uma lógica para a geração deste sinais, dado que não foi encontrado na indústria um circuito integrado que incorpore tais características.

A Fig.3.28 ilustra o diagrama de blocos do circuito de comando, e a Fig.3.29 ilustra as principais formas de onda referentes ao circuito de comando.

A Fig.3.28 ilustra o estágio de potência do protótipo montado em laboratório. O estágio de saída, com duas tensões de saída, foi adaptado com a intenção de servir como estágio de entrada de um inversor. Esta modificação não altera as características de carga do conversor. As especificações do protótipo são apresentadas na Tabela 3.5.

A especificação dos principais elementos do conversor é apresentada na Tabela 3.6.

Tabela 3.5 - Parâmetros nominais de projeto.

Símbolo	Significado	Valor
$P_s$	Potência na Saída	800 W
$E_o$	Tensão na Saída (2 saídas)	250 V
$E_{mín}$	Tensão Mínima na Entrada	48 V
$E_{máx}$	Tensão Máxima na Entrada	60 V
$f$	Frequência de Chaveamento	40 kHz

A concepção do layout e a montagem do protótipo são fundamentais para o seu bom funcionamento. Neste processo, conceitos importantes são aplicados. Entre os mais importantes estão: minimização da fiação do laço que compreende as células de comutação suave e o capacitor de grampeamento; cuidados no enrolamento do transformador *Push-Pull*; implementação de uma malha de terra eficiente; e disposição dos elementos magnéticos procurando a minimização da interferência eletromagnética irradiada sobre o circuito de comando.

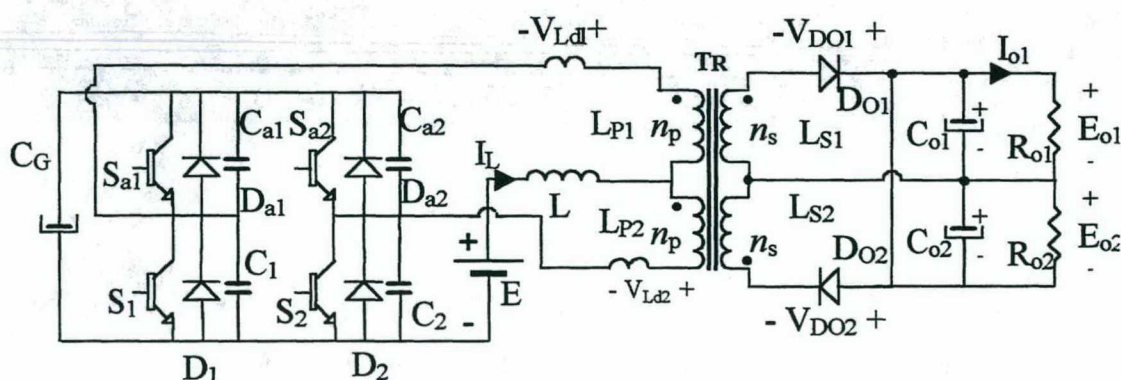


Fig. 3.27 - Estágio de potência do circuito implementado.



Tabela 3.4 - Comparação entre valores teóricos e práticos – Modo de condução contínua

FÓRMULA	VALOR TEÓRICO $V_t$	VALOR PRÁTICO $V_p$	$E_p\% = \frac{V_p - V_t}{V_p} \cdot 100\%$
<b>INDUTOR DE ENTRADA</b>			
$IL_{md} = \frac{\overline{E_o} \cdot I_o}{E \cdot a}$	16,6090 A	16,887 A	1,65 %
$IL_{ef} = IL_{md}$	16,6090 A	16,893 A	1,68 %
<b>INTERRUPTORES PRINCIPAIS</b>			
$ISp_{md} = \frac{\overline{I_o}}{1-d+2 \cdot \gamma} \cdot \left( \frac{\gamma}{8} + \frac{1}{2} \right)$	8,4820 A	8,26 A	-2,69 %
$ISp_{ef} = \frac{\sqrt{6}}{12} \cdot \frac{\overline{I_o}}{1-d+2 \cdot \gamma} \cdot \sqrt{15 \cdot \gamma + 13 - 7 \cdot d}$	11,4870 A	11,125 A	-3,25 %
<b>INTERRUPTORES AUXILIARES</b>			
$ISa_{md} = \frac{\overline{I_o}}{16} \cdot \frac{1-d}{1-d+2 \cdot \gamma}$	0,6230 A	0,677 A	7,98 %
$ISa_{ef} = \frac{I_o}{1-d+2 \cdot \gamma} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{1-d}}{12}$	1,8570 A	1,9753 A	5,99 %
<b>DIODOS ANTI-PARALELOS DOS INTERRUPTORES PRINCIPAIS</b>			
$IDp_{md} = \frac{\overline{I_o}}{8} \cdot \frac{\gamma}{1-d+2 \cdot \gamma}$	0,1770 A	0,176 A	-0,57 %
$IDp_{ef} = \frac{\sqrt{6 \cdot \gamma}}{12} \cdot \frac{\overline{I_o}}{1-d+2 \cdot \gamma}$	0,9900 A	1,097 A	9,75 %
<b>CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO</b>			
$ICg_{ref} = \frac{\overline{I_o}}{1-d+2 \cdot \gamma} \cdot \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot \sqrt{1-d}$	3,7140 A	3,71 A	-0,11 %
<b>ENROLAMENTOS PRIMÁRIOS DO TRANSFORMADOR E INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO</b>			
$ILd_{md} = \frac{IL_{md}}{2}$	8,3040 A	8,63 A	3,78 %
$ILd_{ef} = \sqrt{IDp_{ef}^2 + ISp_{ef}^2 + IDa_{ef}^2 + ISa_{ef}^2}$	11,8250 A	12,076 A	2,08 %

### 3.10 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de validar a metodologia de projeto e verificar as características do conversor, montou-se um protótipo em laboratório. Buscou-se conformar os parâmetros reais (utilizados no protótipo) e os especificados no projeto.



transformador e o dreno dos interruptores principais ilustra o processo de acumulação de energia no indutor de entrada. Percebe-se que desde o início da sexta etapa, a tensão entre os pontos supracitados é nula. Consequentemente, o indutor de entrada permanece virtualmente em paralelo com a fonte de tensão de entrada durante as etapas 6 e 7, antes do curto-circuito magnético. Durante este intervalo, ocorre acumulação de energia no indutor de entrada.

O desequilíbrio verificado entre a soma das indutâncias auxiliares de comutação e as indutâncias de dispersão dos enrolamentos do transformador não altera o funcionamento do conversor. Entretanto, este desequilíbrio é indesejável, posto que um “lado” (i.e. um enrolamento primário, uma indutância auxiliar de comutação e uma célula de comutação suave) do conversor é penalizado com correntes eficazes mais elevadas. Deve-se portanto procurar traduzir a simetria observada na topologia em uma distribuição uniforme dos esforços sobre ambos os lados do conversor. Este equilíbrio permite um aumento na eficiência do conversor.

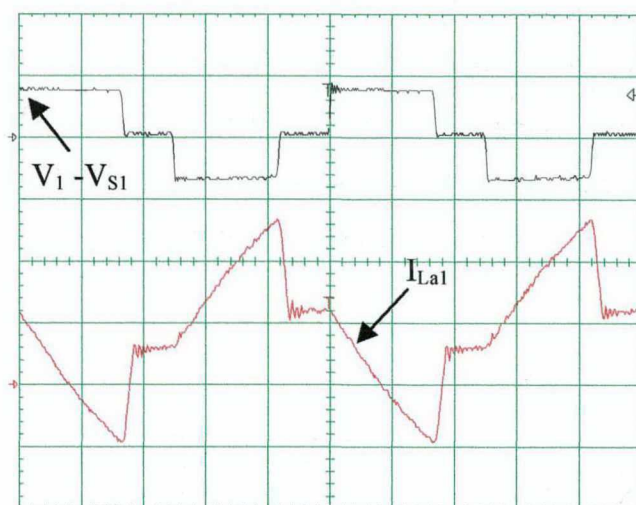


Fig. 3.37 - Corrente através das indutâncias dispersão e tensão entre o tap central do transformador e o dreno dos interruptores principais. Escalas: 100V/div., 5A/div., 5μs/div.

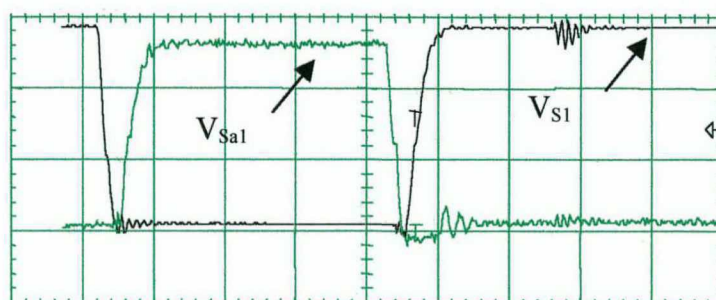


Fig. 3.38 - Sinais de comando dos interruptores de um braço. Escalas: 5V/div., 2μs/div.

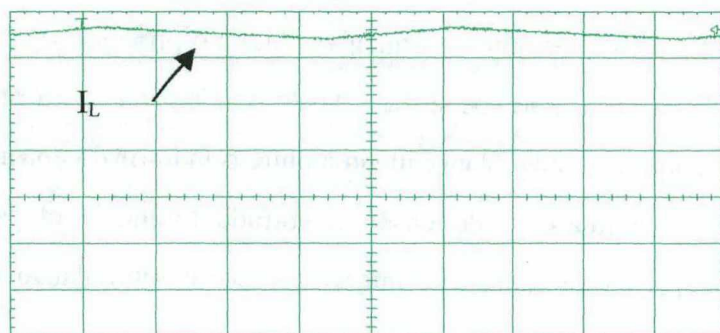


Fig. 3.39 - Corrente através do indutor de entrada. Escalas: 1A/div., 2,5 $\mu$ s/div.

A Fig.3.38 ilustra os sinais de comando dos interruptores de um braço. Para permitir uma comutação suave, é necessário um tempo morto entre os sinais de comando dos interruptores inferior e superior de um braço. Este sinal é gerado internamente através do *gate driver* IR2111.

A Fig.3.39 ilustra a ondulação de corrente no indutor de entrada. A ondulação de corrente é pequena, de acordo com o projeto. A ondulação de corrente possui frequência de 80KHz (a escala de tempo utilizada é 2,5 $\mu$ s/divisão). A definição “razão cíclica do conversor” reveste-se de sentido através desta figura, visto que as etapas de transferência de potência e acumulação de energia obedecem esta definição.

A Fig.3.40 ilustra a tensão e corrente nos diodos de saída. Os diodos de saída devem suportar uma tensão reversa duas vezes superior à tensão de saída. O intervalo em que a corrente decresce corresponde às etapas 6 e 7, confirmando a ocorrência de transferência de potência.

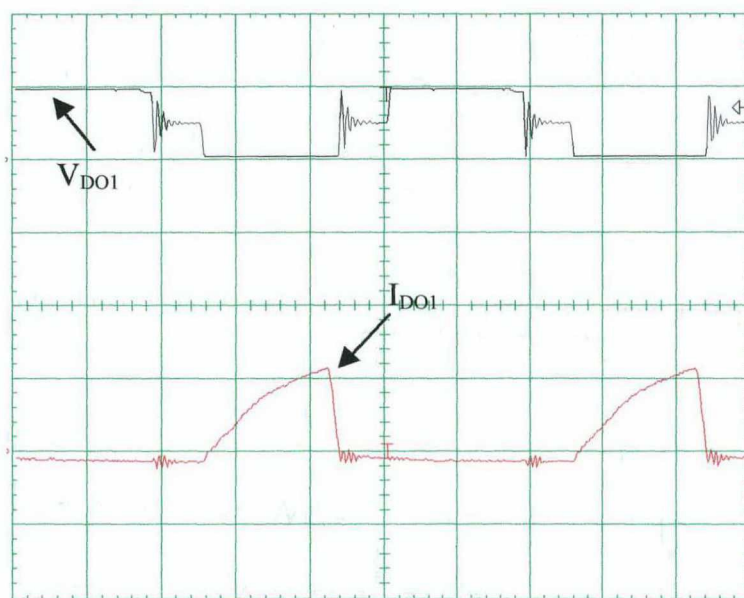


Fig. 3.40 - Tensão e corrente nos diodos de saída. Escalas: 100V/div., 1A/div., 5 $\mu$ s/div.

### 3.10.3 CARACTERÍSTICAS EXPERIMENTAIS

A seguir são apresentadas as características experimentais de saída, de grampeamento e de rendimento, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo. As curvas apresentadas a seguir correspondem a curvas para razão cíclica e tensão de saída constante, com tensão de entrada variável, para diferentes níveis de corrente de carga.

#### 3.10.3.1 Característica de saída.

Através da Fig.3.41 observa-se a característica de saída experimental, para o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo. A dependência em relação à carga aumenta conforme o aumento da razão cíclica do conversor.

#### 3.10.3.2 Característica de grampeamento.

A Fig.3.42 ilustra a característica de grampeamento do conversor, para razão cíclica constante, e as curvas teóricas, de acordo com a expressão (3.29). Observa-se pequena dependência em relação à corrente de carga, fato que valida as aproximações contidas na expressão (3.29).

#### 3.10.3.3 Curva de rendimento.

Observa-se na Fig.3.43 que o conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo apresenta rendimento elevado para uma ampla faixa de carga, confirmando a correta especificação dos capacitores de comutação e dos indutores auxiliares de comutação.

Para a potência nominal, na razão cíclica projetada ( $d=0,4$ ), obteve-se um rendimento de 90%. Para a razão cíclica nominal, para uma faixa de carga entre 40 e 100%, o rendimento oscila entre 88% e 92%.



### 3.11 COMPARAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES PUSH-PULL ALIMENTADOS EM CORRENTE COM GRAMPEAMENTO PASSIVO, PASSIVO PARCIALMENTE REGENERATIVO E ATIVO

O estudo apresentado a seguir pretende comparar a eficiência, a característica de grampeamento, e a característica de saída dos conversores *Push-Pull* Alimentados em Corrente, com Grampeamento Ativo, Passivo e Passivo Regenerativo. Para realizar esta comparação, os conversores foram testados em condições idênticas de potência, tensão de entrada e saída, para diversos valores de razão cíclica.

#### 3.11.1 *CARACTERÍSTICA DE SAÍDA*

O primeiro estudo comparativo é apresentado na Fig.3.44, onde se apresenta a característica de saída experimental dos conversores *Push-Pull* Alimentados em Corrente, com Grampeamento Passivo, Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo e Grampeamento Ativo. As curvas apresentadas foram obtidas a partir da aplicação do método dos mínimos quadrados sobre os pontos experimentais obtidos.

Observa-se que para razões cíclicas idênticas, a diferença entre os ganhos estáticos (tensão de saída sobre tensão de entrada) é pequena.

A técnica de grampeamento ativo apresenta uma dependência maior do ganho estático, em relação à carga. Em ambos casos, as quedas de tensão são consequência da circulação de energia reativa relacionada às indutâncias de dispersão. Entretanto, para o caso do grampeamento ativo, a energia reativa das indutâncias de dispersão circula durante toda a etapa de transferência de potência. Alia-se a isto o fato de que são adicionadas indutâncias auxiliares de comutação para o caso do grampeamento passivo.

#### 3.11.2 *CARACTERÍSTICA DE GRAMPEAMENTO*

A Fig.3.45 ilustra a tensão de grampeamento em função da corrente de carga, para os conversores *Push-Pull* Alimentados em Corrente com Grampeamento Passivo, Passivo Parcialmente Regenerativo e Ativo.

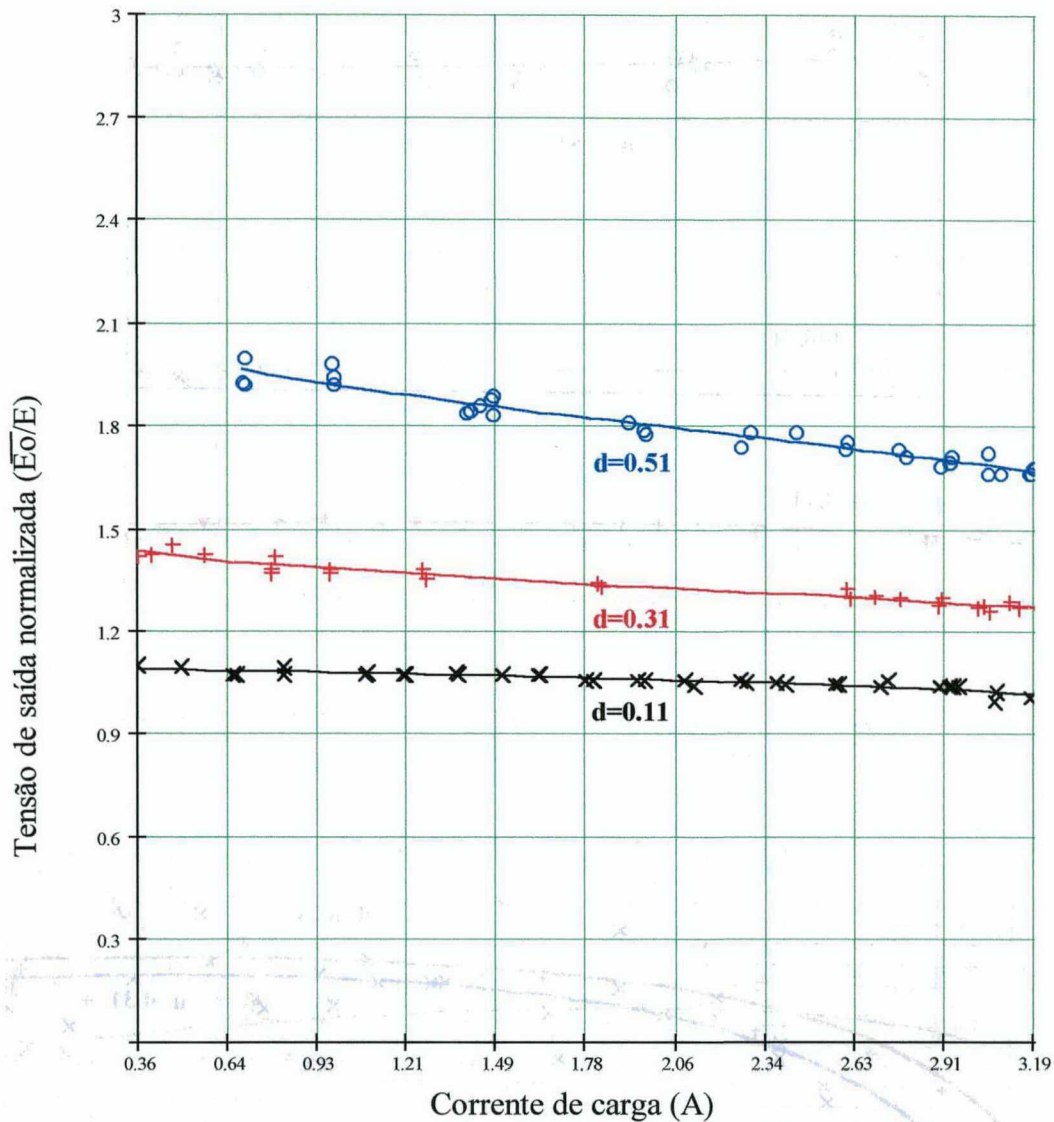


Fig. 3.41 - Característica de saída, para o Conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo, para tensão de saída constante e razão cíclica constante.

Observa-se na Fig.3.45 que a tensão de grampeamento para o caso do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo possui uma dependência desprezível em relação à corrente de carga.

Para o caso do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo, a dependência da tensão de grampeamento em relação à carga é considerável. A dependência acentua-se em função do aumento da razão cíclica do conversor.

Para o caso do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo a dependência da tensão de grampeamento em função da carga é maior, apresentando também um aumento em função da razão cíclica do conversor.



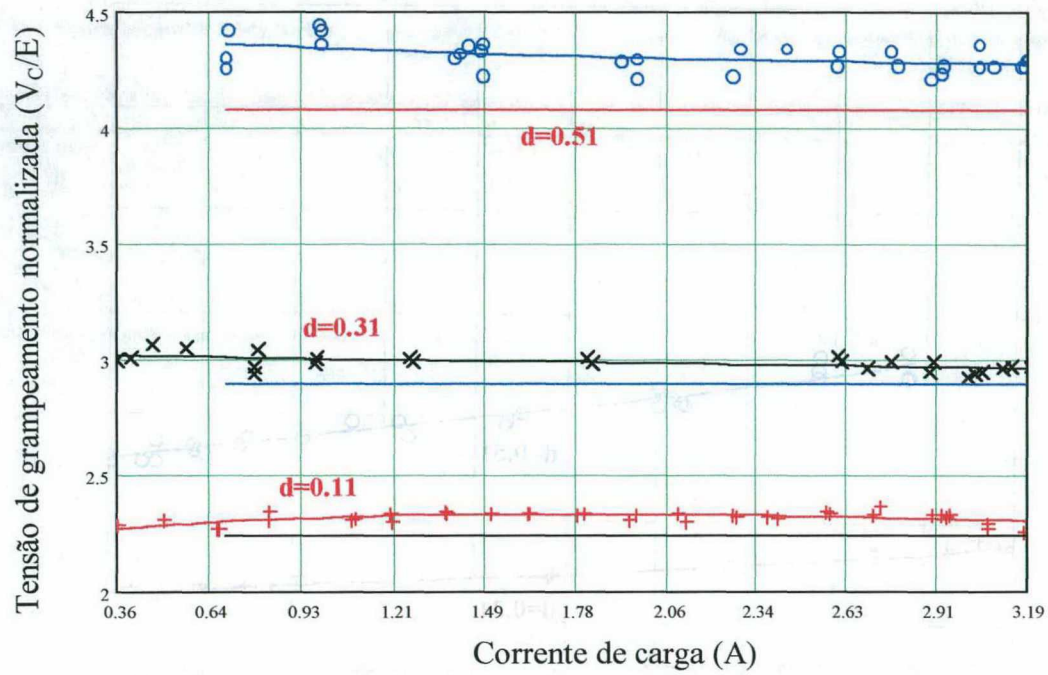


Fig. 3.42 - Característica de grampeamento, para o Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo

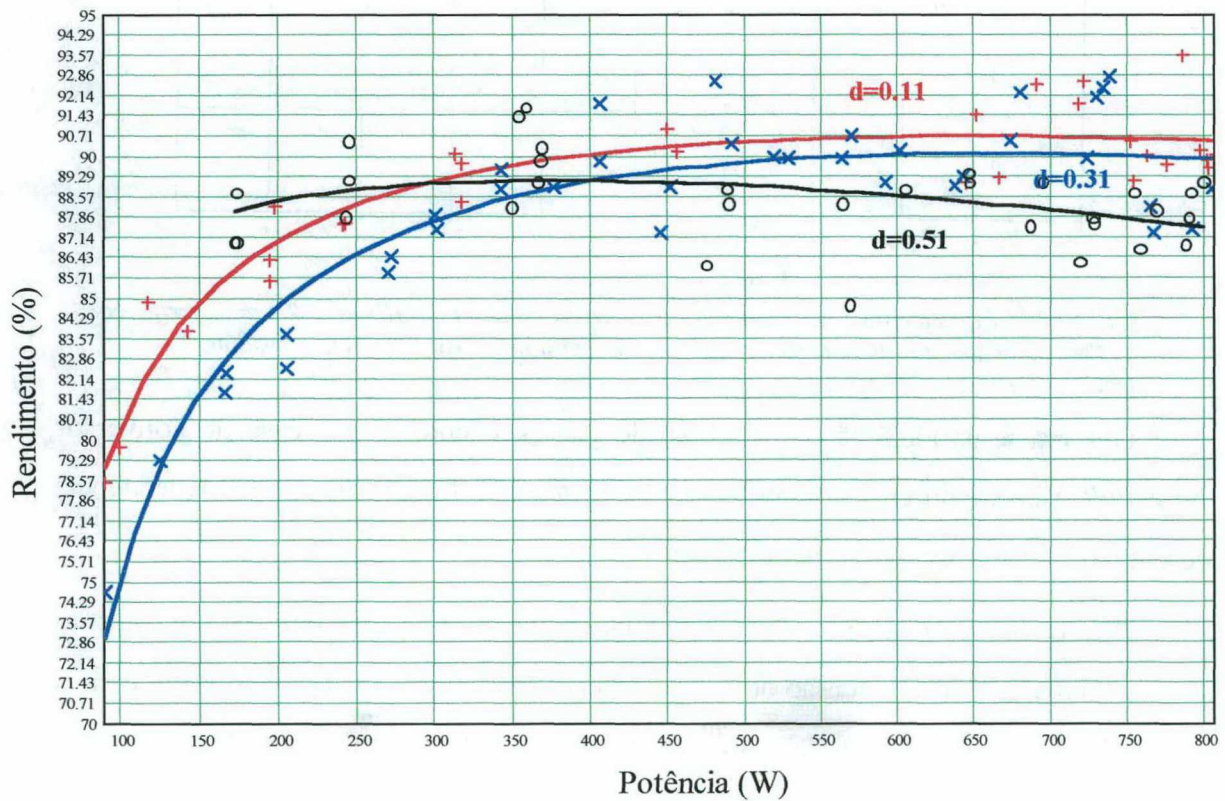


Fig. 3.43 - Rendimento, para tensão de saída e razão cíclica dos interruptores constante, para o Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo.



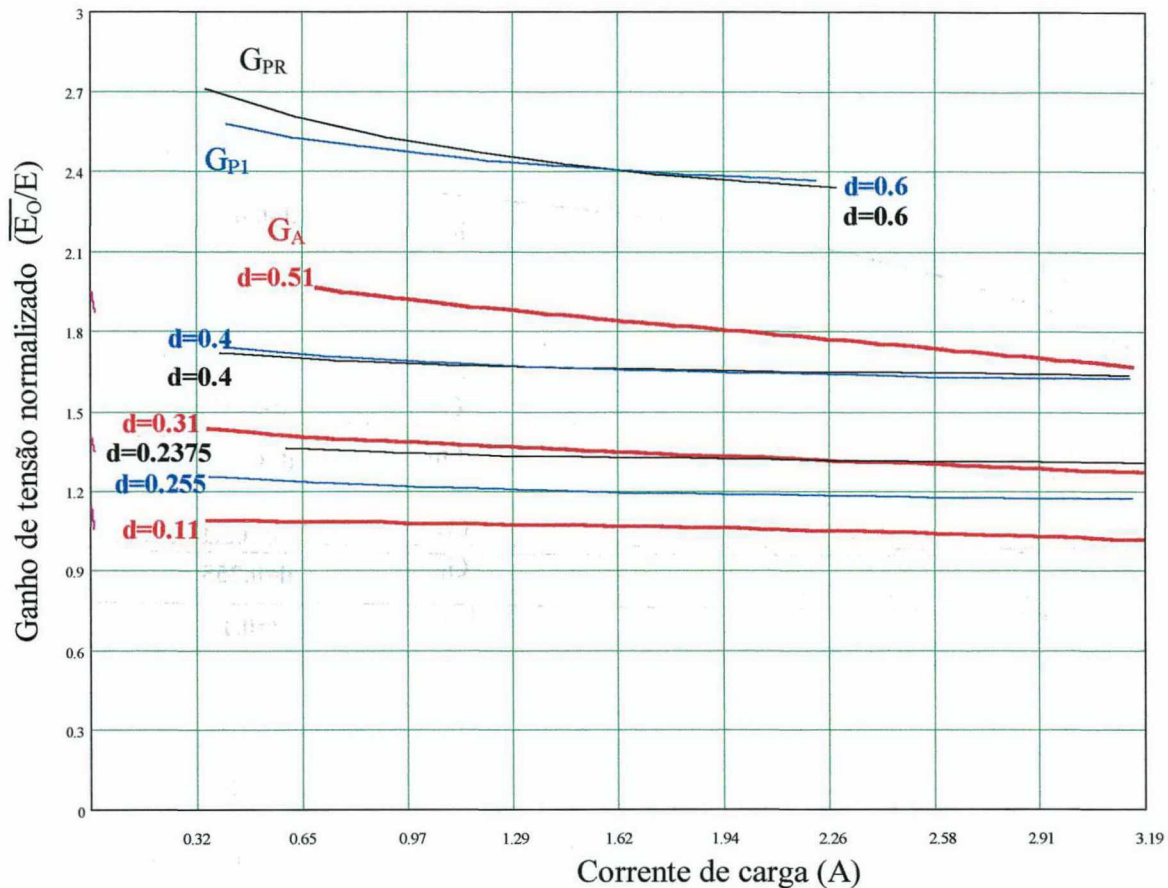


Fig. 3.44 - Característica de Saída (experimental), Para os Conversores *Push-Pull* Alimentados em Corrente, com Grampeamento Passivo ( $G_{PI}$ ), Grampeamento Passivo Regenerativo ( $G_{PR}$ ) e Grampeamento Ativo ( $G_A$ )

### 3.11.3 RENDIMENTO

Na Fig.3.47 observa-se o rendimento dos conversores *Push-Pull* Alimentados em Corrente, com Grampeamento Passivo, Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo e Grampeamento Ativo, mantidas constantes a tensão de saída e a razão cíclica do conversor (razão cíclica nominal,  $d=0,4$ ).

No caso do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo, com baixa tensão de grampeamento, o rendimento é nitidamente inferior.

O conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Passivo Parcialmente Regenerativo, apresenta resultados superiores

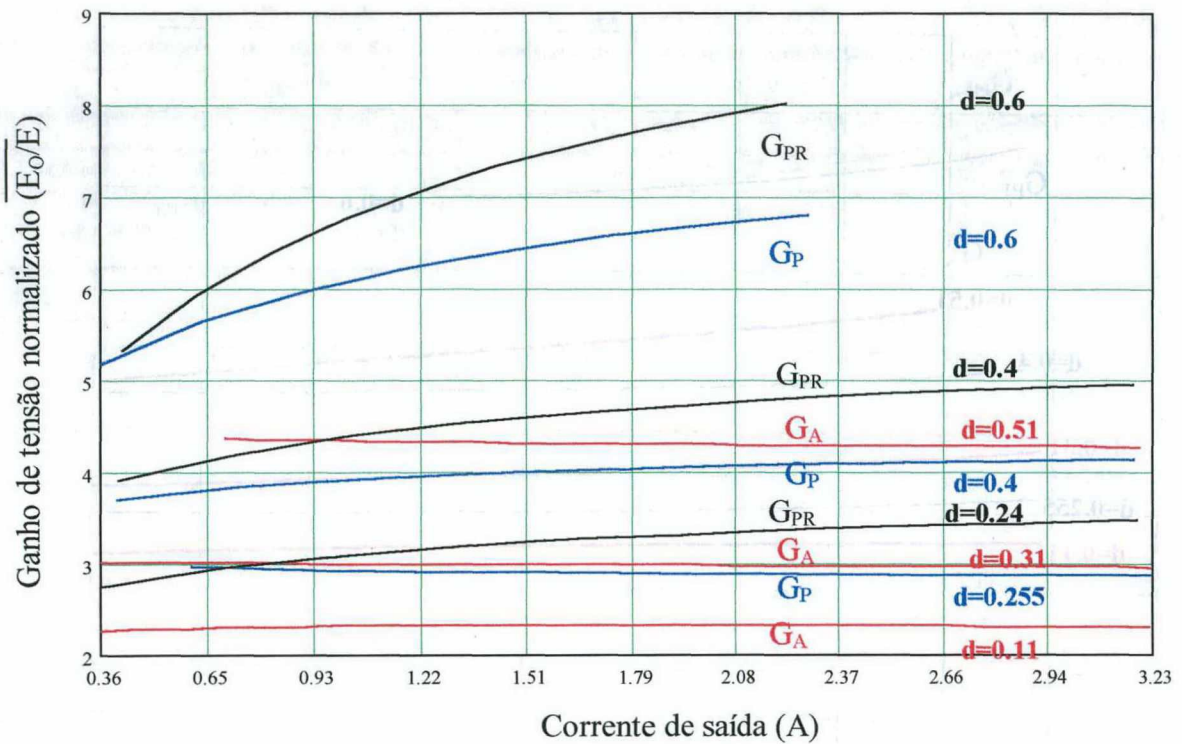


Fig. 3.45 - Característica de Grampeamento (experimental), para os Conversores Push-Pull Alimentados em Corrente, com Grampeamento Passivo e Grampeamento Ativo

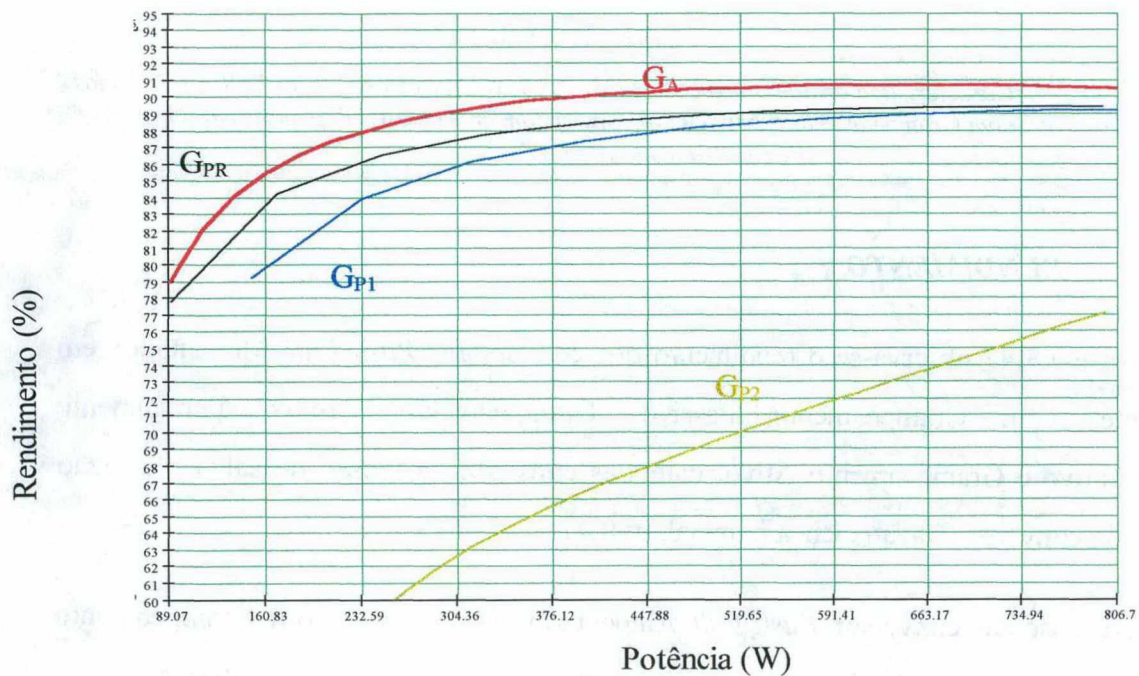


Fig. 3.46 - Curva de rendimento, para os Conversores Push-Pull Alimentados em Corrente, com Grampeamento Ativo ( $G_A$ ), Grampeamento Passivo Regenerativo ( $G_{PR}$ ), Grampeamento Passivo otimizado ( $G_{P1}$ ) e Grampeamento Passivo com baixo valor de tensão de grampeamento ( $G_{P2}$ ).



### 3.12 CONCLUSÕES

Obteve-se uma bem sucedida aplicação do princípio do grampeamento ativo, em uma topologia com características de alimentação em corrente e isolamento. O princípio de funcionamento e o procedimento de projeto foram confirmados através de simulação e experimentação.

O circuito adicional de grampeamento ativo não é demasiadamente oneroso, pois trabalha com níveis de energia da ordem de grandeza da energia presente nas indutâncias de dispersão do transformador *push-pull*. O ônus da adição de interruptores e do aumento da complexidade de comando é contrabalançado por dois benefícios primários: o reaproveitamento da energia perdida nas indutâncias de dispersão, e a obtenção de comutação suave em todos os interruptores. A característica ZVS deste conversor permite, além da redução das perdas de comutação, uma redução nos níveis de interferência eletromagnética.

A elevação verificada nas perdas por condução dos interruptores principais é inerente ao uso da técnica de grampeamento ativo, na qual a corrente nos interruptores principais cresce durante toda a etapa de grampeamento, atingindo 1,5 vezes a corrente de entrada. Conclui-se entretanto, que a influência desta técnica sobre o rendimento é positiva, sendo esta afirmação corroborada por cuidadosos estudos experimentais.

Os atrativos do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente (corrente de entrada contínua, equilíbrio natural de fluxos no transformador, etc.), são preservados com a incorporação do grampeamento ativo, demonstrando que a solução apresentada adapta-se naturalmente à topologia.



## CONCLUSÕES GERAIS

A técnica de grampeamento ativo, aplicada ao conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente, beneficia o desempenho do conversor em diversos aspectos: diminuição dos níveis de interferência eletromagnética gerada; diminuição das perdas de comutação para ampla faixa de carga; aumento considerável do rendimento, para ampla faixa de carga, em relação à técnica de grampeamento passivo.

Entretanto, existe o inconveniente da elevação do custo do conversor. São adicionados à contagem de componentes os seguintes elementos: dois interruptores de potência; duas indutâncias auxiliares de comutação; quatro diodos de potência (exceto no caso de MOSFET's); quatro capacitores auxiliares de comutação. Agrega-se ao custo do conversor o aumento da complexidade do circuito de comando, pois os sinais de comando adicionais devem ser isolados (as chaves auxiliares não são conectadas diretamente à referência terra do circuito). Outras desvantagens são: maior circulação de reativos; conseqüente maior dependência do ganho estático em relação à carga.

Quanto às tensões de grampeamento, parâmetro que influi diretamente sobre o custo dos interruptores, há uma nítida vantagem para o caso do conversor *Push-Pull* Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo.

Contemplando as vantagens e desvantagens de ambas as técnicas, conclui-se que a técnica de grampeamento ativo é vantajosa principalmente em aplicações de uso prolongado. É também preferível em aplicações em que se prioriza a redução do volume e um alto rendimento, e o custo agregado do equipamento é pequeno (e.g. equipamentos embarcados utilizados em aeronaves, barcos, submarinos, etc.). A técnica de grampeamento passivo é preferível para aplicações de uso temporário, como por exemplo um estágio primário de potência para no-breaks.

**REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- [1] REDL, R. e SOKAL, N. **Push-pull current-fed multiple output dc-dc power converter with only one inductor and with 0 to 100% switch duty ratio.** Anais da Conferência de Especialistas em Eletrônica de Potência, 1980. PESC'80 (Power Electronics Specialists Conference)
- [2] CARSTEN, Bruce. **Design techniques for transformer active reset circuits at high frequencies and power levels.** Anais da Conferência em Conversão de Energia em Alta Frequência, 1990. HFPC'90 (High Frequency Power Conversion) pp. 235-246.
- [3] DUARTE, C. M. C. e BARBI, Ivo. **A new family of zvs-pwm active-clamping dc-to-dc converters: analysis, design, and experimentation.** Revista IEEE Transactions on. Power Electronics , vol. 12, no.5, Set. 1997
- [4] TORRICO, G. V. **Conversor flyback-push-pull alimentado em corrente com correção de fator de potência.** Dissertação de Mestrado, INEP/UFSC, 1996

**BIBLIOGRAFIA**

- DUARTE, Cláudio M. C. **Conversores cc-cc zvs-pwm com grampeamento ativo.** Tese de Doutorado, INEP/UFSC, 1996.
- BARBI, Ivo **Projeto de fontes chaveadas.** Florianópolis; INEP/UFSC, 1990. Publicação interna.
- TORRICO, René P. e PERIN, A. J. **O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência.** Porto Alegre: Sagra Luzzato, 1997.
- TORRICO, Grover V. e BARBI, Ivo. **Isolated flyback-current-fed push-pull converter for power factor correction.** Anais da Conferência de Especialistas em Eletrônica de Potência, 1996. PESC'96 (Power Electronics Specialists Conference), pp. 1184-1190
- RUIZ-CABALLERO, Domingo **Novo conversor cc-cc flyback push-pull alimentado em corrente: desenvolvimento teórico e experimental.** Tese de doutorado em preparação. INEP – UFSC – 1999.